

# **Ein reflektiver elektrooptischer Transceiver für die optische HF-Übertragungstechnik mit Multimodenfasern**

Von der Fakultät für Ingenieurwissenschaften,  
Abteilung Elektrotechnik und Informationstechnik  
der Universität Duisburg-Essen

zur Erlangung des akademischen Grades

Doktor der Ingenieurwissenschaften

genehmigte Dissertation

von

Dipl.-Ing. Ingo Möllers  
aus  
Telgte

1. Gutachter: Prof. Dr. rer. nat. habil. Dieter Jäger
2. Gutachter: Prof. Dr. sc. techn. Daniel Erni

Datum der mündlichen Prüfung:  
17.07.2012



## Vorwort

Diese Dissertation entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Angestellter im Fachgebiet Optoelektronik der Universität Duisburg-Essen. Im Rahmen der von der EU im 6. Rahmenprogramm des Bereiches IST geförderten Projekte „POF-ALL“, „ePhoton/ONe+“ und „ePIXnet“ sowie des im 7. Rahmenprogramm des Programms ICT geförderten Projektes „BONE“ wurden Ergebnisse dieser Arbeit bereits veröffentlicht.

Ich möchte mich herzlich bei Herrn Prof. Dr. rer. nat. habil. Dieter Jäger, dem Gründer und langjährigen Leiter des Fachgebietes Optoelektronik am Zentrum für Halbleitertechnik und Optoelektronik der Universität Duisburg-Essen, für die immer währende Förderung und Betreuung während meiner Arbeiten und für die Übernahme des Erstgutachtens bedanken.

Herrn Prof. Dr. sc. techn. Daniel Erni danke ich für die Übernahme des Zweitgutachtens.

Ein großer Dank gilt Dipl.-Ing. Mike Bülters und Dipl.-Ing. Ralf Gindera für Ratschläge und Hinweise, hilfreiche Diskussionen und Gespräche und für die hervorragende Zusammenarbeit. Ich danke allen Mitarbeitern und Studenten am Fachgebiet Optoelektronik für die Unterstützung. Insbesondere danke ich Frau Melanie Bartoszek für die ausdauernde und gewissenhafte Mitarbeit bei der Herstellung der optoelektronischen Komponenten. Ein Dank gilt auch den ehemaligen Studenten B.Sc. Kartik Subbu, Dipl.-Ing. Georgios Alchazidis, M.Sc. Ama-nuel Geda, Dipl.-Inf. Ahmet Demir und M.Sc. Ibai Zabaleta Ibero für die Mitarbeit an der Entwicklung der hier vorgestellten Komponenten. Ich danke Dipl.-Ing. Benjamin Münstermann, Dipl.-Ing. Gregor Keller und Dipl.-Ing. Ingo Nannen sowie dem Lehrstuhl für Halbleitertechnik/Halbleitertechnologie für die Unterstützung bei Messungen der S-Parameter.

Nicht zuletzt danke ich besonders meiner Frau Maike, meinen Eltern Renate und Josef und meinen Geschwistern Marina und Ralf für ihre Geduld, ihr Verständnis und die immerwährende Unterstützung in der Zeit meines Studiums und der Bearbeitung dieser Arbeit.

Lippstadt, im Juli 2012

Ingo Möllers





## Abstract

Future advanced communication systems are not only expected to provide high bit rates and reliability. With the increasing demand for “everywhere and anytime” available data connection and on communication systems being highly flexible and capable of transmitting multi-service data, the convergence of fixed and wireless communication systems for access and local area networks is supposed to satisfy these demands. Due to low component and installation costs together with high available bandwidth, especially multimode fiber (MMF) optic systems show promise on transmitting radio signals and serving wireless base stations in short range fiber wireless infrastructure. In particular novel multi-functional optoelectronic devices especially designed for MMF systems will enhance the system flexibility and this convergence.

In this dissertation a unique reflective electro-optic transceiver (REOT) for optical transmission technology using MMFs is developed with the scope of creating a bi-directional component for high-speed opto-electrical interfaces such as MMF-wireless base stations. By vertically integrating a wavelength selective and partially transparent reflective modulator as *transmitter* and a photodiode as *receiver*, the sophisticated *transceiver* is designed for wavelength division multiplexing (WDM) technique and enables full-duplex transmission – namely bi-directional transmission at the same time – via only one MMF. The vertical integration of the transceiver combines the advantages of easy fiber-chip coupling and low-cost fabrication. The transceiver layout is based on simulations of the layer structure and its resulting electro-optical response. The fabrication process containing the photolithographic structuring and contacting is described in detail.

The transceiver is being characterized in terms of the static and dynamic electrical and electro-optical properties and its performance in analog optical links using MMF. Based on these analyses the transceiver is used in radio-over-fiber (RoF) systems with various types and lengths of multimode glass and polymer optical fibers demonstrating its capability of transmitting standard wireless access and local area network signals. It is successfully shown that even in passive operation mode at an operating point of 0 V bias voltage of the electro-absorption modulator various wireless standard signals can optically be transmitted using the REOT in a MMF transmission system. In addition, the full-duplex functionality of the REOT is demonstrated. And finally, an assembly of the transceiver into new LTCC-based fiber-wireless base stations is envisaged.

# Inhaltsverzeichnis

<b>ABKÜRZUNGEN, FORMELZEICHEN, PHYSIKALISCHE KONSTANTEN .....</b>	<b>IX</b>
<b>1 EINLEITUNG.....</b>	<b>1</b>
<b>2 MULTIMODENFASER-ÜBERTRAGUNGSTECHNIK .....</b>	<b>9</b>
2.1 Optoelektronische Basiskomponenten .....	9
2.1.1 Sender.....	10
2.1.2 Empfänger .....	12
2.1.3 Modulatoren und Transceiver.....	14
2.2 Reflektive vertikale Elektroabsorptionsmodulatoren.....	15
2.2.1 Bragg-Reflektor.....	16
2.2.2 Fabry-Perot-Resonator .....	17
2.2.3 Elektroabsorption und Elektrorefraktion.....	17
2.2.4 Modulatorkenngrößen .....	20
2.3 Multimodenfasertechnologie.....	22
2.3.1 Geometrieabhängige Faserparameter .....	23
2.3.2 Materialabhängige Faserparameter .....	24
2.4 Störungsfreier Dynamikbereich (SFDR) analoger faseroptischer Links (AFL) .....	26
2.5 Modulationsverfahren für optische Signalübertragung.....	28
2.5.1 Basisbandübertragung und einfache Modulationstechniken .....	29
2.5.2 Erweiterte Modulationstechniken und OFDM .....	30
2.5.3 Messgrößen zur Charakterisierung von Datenlinks.....	33
<b>3 DESIGN UND TECHNOLOGISCHE REALISIERUNG DES REOT .....</b>	<b>37</b>
3.1 Anforderungen und Entwurfskriterien .....	37
3.2 Simulationen und optimiertes Schichtdesign .....	39
3.2.1 Schichtdesign des Modulators.....	39
3.2.2 Schichtdesign der Photodiode .....	46
3.2.3 Optimierte Schichtstruktur des REOTs .....	48
3.3 Technologie und Herstellung des Transceivers.....	49
<b>4 CHARAKTERISIERUNG DES REOT .....</b>	<b>55</b>
4.1 Messtechnik .....	55
4.1.1 DC Messtechnik .....	55
4.1.2 HF Messtechnik.....	57
4.2 DC Charakterisierung .....	60
4.2.1 Reflexionscharakteristik des Modulators .....	60
4.2.2 Strom-Spannungs-Charakteristik .....	62
4.3 HF Charakterisierung.....	64
4.3.1 Modulatorimpedanz.....	64
4.3.2 Frequenzgang des Modulators.....	66
4.3.3 Frequenzgang der Photodiode.....	68
4.3.4 Übersprechverhalten.....	70

<b>5</b>	<b>DER REOT IM MMF-ÜBERTRAGUNGSSYSTEM.....</b>	<b>73</b>
5.1	Charakterisierung eines extern modulierten AFLs mit REOT.....	73
5.1.1	Optische Leistungsbetrachtung und Faser-Chip-Kopplung .....	74
5.1.2	Störungsfreier dynamischer Bereich (SFDR-Analyse) .....	77
5.2	Faseroptische Übertragung von Funksignalen.....	80
5.2.1	Direkt modulierter Link mit kommerziellen OE-Komponenten (COTS).....	81
5.2.2	Direkt modulierter Link mit REOT-Photodiode .....	83
5.2.3	Extern modulierter Link mit REOT-Modulator .....	84
5.3	Voll-Duplex-HF-Übertragung mit dem REOT .....	90
<b>6</b>	<b>ZUSAMMENFASSUNG UND AUSBLICK.....</b>	<b>93</b>
	<b>LITERATURVERZEICHNIS.....</b>	<b>99</b>
	Eigene Veröffentlichungen .....	104
	<b>ANHANG.....</b>	<b>107</b>
	Anhang A: Materialparameter AlAs, $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ [69] .....	107
	Anhang B: Maskendesign.....	108
	Anhang C: Komponenten- und Geräteliste .....	110



## Abkürzungen, Formelzeichen, physikalische Konstanten

Abkürzung	Bedeutung
10GPON	10 Gigabit Ethernet PON
AC	Wechselstrom ( <i>engl.</i> Alternating Current)
ADSL	Asymmetrisches DSL
AFL	Analoger faseroptischer Link
AlAs	Aluminiumarsenid
AlGaAs	Aluminiumgalliumarsenid
AP	Arbeitspunkt
As	Arsen
ASK	Amplitudenmodulation ( <i>engl.</i> Amplitude Shift Keying)
BER	Bitfehlerrate ( <i>engl.</i> Bit Error Rate)
BPF	Bandpassfilter
BS	Basisstation
CAPEX	Investitionsausgaben ( <i>engl.</i> Capital Expenditure)
CATV	Kabelfernsehen ( <i>engl.</i> Commercial Analog TV or Cable TV)
COTS	Kommerziell verfügbare Komponenten ( <i>engl.</i> commercial off-the-shelf)
CW	Kontinuierlich emittierend ( <i>engl.</i> Continuous Wave)
DAN	Verteiltes Antennennetzwerk (zur Übertragung verschiedener Standards)
DAS	Verteiltes Antennensystem ( <i>engl.</i> Distributed Antenna System)
DC	Gleichstrom ( <i>engl.</i> Direct Current)
DD	Direkte Detektion ( <i>engl.</i> Direct Detection)
DFB	<i>engl.</i> Distributed Feed Back
DMD	differenzielle Modenverzögerung ( <i>engl.</i> Differential-Mode-Delay)
DML	Direkt modulierter faseroptischer Link
DMT	Diskretes Mehrträgermodulationsverfahren ( <i>engl.</i> Discrete-Multi-Tone)
DPRS	<i>engl.</i> DECT ( <u>D</u> igital <u>E</u> nhanced <u>C</u> ordless <u>T</u> elecommunications) <u>P</u> acket <u>R</u> adio <u>S</u> ervice
DHS	Doppelheteroschichtstruktur
DSL	<i>engl.</i> Digital-Subscriber-Line
DSP	digitale Signalprozessierung
DSSS	Direktes sequentielles Frequenzspreizverfahren ( <i>engl.</i> Direct Sequence Spread Spectrum)
DUT	<i>engl.</i> Device Under Test
DVB-S	<i>engl.</i> Digital-Video-Broadcast-Satellite
DVB-T	<i>engl.</i> Digital-Video-Broadcast-Terrestrial
EAM	Elektroabsorptionsmodulator
EDGE	<i>engl.</i> Enhanced Data Rates for GSM Evolution
E-Feld	Elektrisches Feld
EMB	Effektive modale Bandbreite
EML	Extern modulierter faseroptischer Link
EMV	elektromagnetische Verträglichkeit
EO	elektro-optisch bzw. aus dem Elektrischen ins Optische

## X

<i>Engl.</i>	Englisch
<i>ESB</i>	Ersatzschaltbild
<i>EU</i>	Europäische Union
<i>EVM</i>	<i>engl.</i> Error Vector Magnitude
<i>FC/PC</i>	Stecker nach Standard CECC 86115, IEC 61754-13 u. NTT-FC ( <a href="http://www.glasfaserinfo.de">www.glasfaserinfo.de</a> )
<i>FDD</i>	<i>engl.</i> Frequency Division Duplex
<i>FEC</i>	Vorwärts gerichtete Fehlerkorrektur ( <i>engl.</i> Forward-Error-Correction)
<i>FF</i>	Funkfrequenz
<i>FFT</i>	<i>engl.</i> Fast-Fourier-Transformation
<i>FKE</i>	Franz-Keldysh-Effekt
<i>FMC</i>	<i>engl.</i> Fixed Mobile Convergence
<i>FP</i>	Fabry-Perot
<i>FSK</i>	Frequency Shift Keying
<i>FTIR</i>	<i>engl.</i> Fourier Transform InfraRed
<i>FTTH</i>	<i>engl.</i> Fiber-To-The-Home
<i>FTTP</i>	<i>engl.</i> Fiber-To-The-Premises
<i>FTTx</i>	allgemein: Faser bis zum ... ( <i>engl.</i> Fiber-To-The-...)
<i>FWA</i>	<i>engl.</i> Fixed-Wireless-Access
<i>G(E)PON</i>	Gigabit (Ethernet) PON
<i>GaAs</i>	Galliumarsenid
<i>Gbit/s</i>	Gigabit pro Sekunde
<i>GI</i>	Gradientenindex ( <i>engl.</i> Graded-Index)
<i>GMSK</i>	<i>engl.</i> Gaussian (filtered) Minimum Shift Keying
<i>GOF</i>	Glasfaser ( <i>engl.</i> Glass Optical Fiber)
<i>GPIB</i>	<i>engl.</i> General Purpose Interface Bus
<i>GPRS</i>	<i>engl.</i> General Packet Radio Service
<i>GSM</i>	<i>engl.</i> Global System for Mobile Communications
<i>GWh</i>	Gigawattstunden
<i>HD</i>	Harmonische Verzerrung ( <i>engl.</i> Harmonic Distortion)
<i>HF</i>	Hochfrequenz
<i>HG</i>	Hausinterner Kommunikationsserver ( <i>engl.</i> Home Gateway)
<i>HSDPA</i>	<i>engl.</i> High Speed Downlink Packet Access
<i>IEEE</i>	<i>engl.</i> Institute of Electrical and Electronics Engineers
<i>IFFT</i>	Inverse schnelle Fouriertransformation ( <i>engl.</i> Inverse Fast-Fourier-Transformation)
<i>IIP</i>	Auf die Eingangsleistung bezogener Schnittpunkt ( <i>engl.</i> Input Intercept Point)
<i>IKT</i>	Informations- und Kommunikationstechnik
<i>IMD</i>	Intermodulationsprodukt x-ter Ordnung ( <i>engl.</i> Intermodulation-Distortion)
<i>IM-DD</i>	Intensitätsmodulation - Direkte Detektion
<i>IPTV</i>	Internet Protocol (TV)
<i>ISDN</i>	<i>engl.</i> Integrated Services Digital Network
<i>IT</i>	Informationstechnologie
<i>KKR</i>	Kramers-Kronig-Relation
<i>LAN</i>	lokales Kommunikationsnetzwerk ( <i>engl.</i> Local Area Network)
<i>LASER</i>	<i>engl.</i> Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation
<i>LC-Stecker</i>	Stecker nach Standard IEC 61754-20 u. TIA604-10-A für optische Netze
<i>LD</i>	Laserdiode
<i>LED</i>	Licht emittierende Diode ( <i>engl.</i> Light Emitting Diode)

LTCC	<i>engl.</i> Low-Temperature-Cofired-Ceramic
LTE	<i>engl.</i> Long-Term-Evolution
LWL	Lichtwellenleiter
MAN	Städtisches Kommunikationsnetzwerk ( <i>engl.</i> Metropolitan Area Network)
Mbit/s	Megabit pro Sekunde
MGDM	Modengruppenmultiplex ( <i>engl.</i> Mode-Group-Diversity-Multiplexing)
MIMO	<i>engl.</i> Multiple-Input-Multiple-Output
MMF	Multimodenfaser ( <i>engl.</i> Multimode Fiber)
MOD	Modulator
MOVPE	Metallorganische Gasphasenepitaxie ( <i>engl.</i> metal organic chemical vapor phase epitaxy)
MQW	Vielfach-Quantentopf ( <i>engl.</i> Multi-Quantum-Well)
MS	Mobilstation
MSSF	Modenselektives räumliches Filtern ( <i>engl.</i> Mode-Selective Spatial Filtering)
MZM	Mach-Zehnder-Interferometer-Modulator
NF	Rauschmaß ( <i>engl.</i> Noise Figure)
NG-PON	Next-Generation PON
NRZ	<i>engl.</i> Non-Return-to-Zero
<i>n.a.d.</i>	Nicht absichtlich dotiert
OE	Opto-elektronisch bzw. aus dem Optischen ins Elektrische
OFDM	<i>engl.</i> Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OIP	Auf die Ausgangsleistung bezogener Schnittpunkt ( <i>engl.</i> Output Intercept Point)
OLT	Optischer Leistungsteiler
OM4	Güteklasse für Optische Multimodefasern
OOK	<i>engl.</i> On-Off-Keying
OPEX	Betriebskosten ( <i>engl.</i> Operational Expenditure)
PAM	Pulsamplitudenmodulation ( <i>engl.</i> Puls Amplitude Modulation)
PCF	<i>engl.</i> Photonic-Crystal-Fiber
PD	Photodiode
PDA	<i>engl.</i> Personal Digital Assistant
PF	Perfluoriert
PIN	p-dotiert - intrinsisch - n-dotiert
PLC	Kommunikation über das Stromversorgungsnetz ( <i>engl.</i> PowerLine Communication)
PMMA	Polymethylmethacrylat
POF	Polymeroptische Faser
PON	passives optisches Netzwerk ( <i>engl.</i> Passive Optical Network)
PSK	<i>engl.</i> Phase Shift Keying
PSK	Phasenmodulation ( <i>engl.</i> Phase Shift Keying)
QAM	Quadraturamplitudenmodulation
QCSE	Quantenunterstützter Stark-Effekt ( <i>engl.</i> Quantum-Confined-Stark-Effect)
QoS	<i>engl.</i> Quality-of-Service
QPSK	Quadraturphasenmodulation ( <i>engl.</i> Quadrature Phase Shift Keying)
QW	Quantentopf ( <i>engl.</i> Quantum-Well)
RBW	Messbandbreite ( <i>engl.</i> Resolution Bandwidth)
REAM	Reflektiver Elektro-Absorptions Modulator
REM	Rasterelektronenmikroskop
REOT	Reflektiver Elektro-Optischer Transceiver
RG	Gebäudegateway ( <i>engl.</i> Residential Gateway)

## XII

<i>RIN</i>	Intensitätsrauschen ( <i>engl.</i> Relative Intensity Noise)
<i>RLZ</i>	Raumladungszone
<i>RMS</i>	Effektivwert bzw. quadratischer Mittelwert ( <i>engl.</i> Root-Mean-Square)
<i>RoF</i>	Übertragung von Funksignalen über optische Fasern ( <i>engl.</i> Radio-over-Fiber)
<i>RoMMF</i>	Übertragung von Funksignalen über optische Multimodefasern ( <i>engl.</i> Radio-over-Multimode Fiber)
<i>ROP</i>	<i>engl.</i> Remote Optical Powering
<i>ROSA</i>	<i>engl.</i> Receiver Optical Sub-Assembly
<i>RZ</i>	<i>engl.</i> Return-to-Zero
<i>SCM</i>	Mehrträgermultiplexverfahren ( <i>engl.</i> Subcarrier Multiplexing)
<i>SEED</i>	<i>engl.</i> Self Electrooptic Effect Device
<i>SFDR</i>	Verzerrungsfreier Dynamikbereich ( <i>engl.</i> Spurious Free Dynamic Range)
<i>SI</i>	Stufenindex ( <i>engl.</i> Step-Index)
<i>Si</i>	Silizium
<i>SMF</i>	Einmodenfaser ( <i>engl.</i> Single Mode Fiber)
<i>SNR</i>	Signal-Rausch-Verhältnis ( <i>engl.</i> Signal-to-Noise-Ratio)
<i>SOHO</i>	Haus und Gebäude ( <i>engl.</i> Small Office and Home)
<i>TDD</i>	Zeitlich abwechselnd bidirektional ( <i>engl.</i> Time Division Duplex)
<i>TDMA</i>	Zeitmultiplexverfahren ( <i>engl.</i> Time Division Multiple Access)
<i>TEM</i>	Transmissions-Elektronenmikroskop(ie)
<i>TIA</i>	Transimpedanzverstärker ( <i>engl.</i> TransImpedance Amplifier)
<i>TMM</i>	Transfermatrixmethode
<i>TOSA</i>	<i>engl.</i> Transmitter Optical Sub-Assembly
<i>Transceiver</i>	Integrierter Sender und Empfänger ( <i>engl.</i> TRANSmitter + reCEIVER)
<i>TV</i>	Television
<i>TW</i>	<i>engl.</i> Travelling-Wave
<i>UDE</i>	Universität Duisburg-Essen
<i>UMTS</i>	<i>engl.</i> Universal Mobile Telecommunications System
<i>UTP</i>	Ungeschirmte verdrehte Zweidrahtleitung ( <i>engl.</i> Unshielded Twisted Pair)
<i>UWB</i>	<i>engl.</i> Ultra-Wide-Band
<i>VCSEL</i>	oberflächenemittierender Laser ( <i>engl.</i> Vertical-Cavity-Surface-Emitting-Laser)
<i>VDSL</i>	<i>engl.</i> Very-High-Speed DSL
<i>VEAT</i>	Vertikaler Elektroabsorptionstransceiver
<i>VOA</i>	Variables optisches Dämpfungsglied ( <i>engl.</i> Variable Optical Attenuator)
<i>VoD</i>	Video auf Abruf ( <i>engl.</i> Video-on-Demand)
<i>VSA</i>	Vektorsignalanalysator ( <i>engl.</i> Vector Signal Analyser)
<i>VSG</i>	Vektorsignalgenerator ( <i>engl.</i> Vector Signal Generator)
<i>VSHS</i>	Vielschichtheterostruktur
<i>WAN</i>	Weitverkehrskommunikationsnetzwerk ( <i>engl.</i> Wide Area Network)
<i>WCDMA</i>	Breitbandcodemultiplexverfahren ( <i>engl.</i> Wideband Code Division Multiple Access)
<i>w.E.</i>	Willkürliche Einheit
<i>WiMAX</i>	<i>engl.</i> Worldwide Interoperability for Microwave Access
<i>WLAN</i>	Kabelloses LAN ( <i>engl.</i> Wireless LAN)
<i>ZF</i>	Zwischenfrequenz
<i>Zn</i>	Zink
<i>ZS</i>	Zentralstation



Formelzeichen	Bezeichnung	Einheit
$a$	Radialer Abstand zum Fasermittelpunkt	$m$
$a(t)$	Ausgangssignalfunktion	$V$
$A$	Fläche (Querschnittsfläche der Sperrschicht)	$m^2$
$Ai(\cdot)$	Airy-Funktion	$l$
$\alpha$	Absorptionsänderungskoeffizient, allgemein	$m^{-1}$
$\alpha'$	Exponent Gradientenindexfaserprofil	$l$
$\Delta\alpha$	Absorptionsänderung	$m^{-1}$
$\alpha_{FKE}$	Absorptionskoeffizient (durch Franz-Keldysh-Effekt)	$m^{-1}$
$\alpha_{Faser}$	Faserdämpfungsfaktor	$l$
$\alpha_{\max}$	Maximaler Einstrahlwinkel	$Grad$
$c$	Lichtgeschwindigkeit im Medium	$m/s$
$c_0$	Lichtgeschwindigkeit im Vakuum	$m/s$
$C_P$	Parasitäre Kapazität	$F$
$C_S$	Sperrschichtkapazität	$F$
$d$	Abstand, Schichtdicke, allgemein	$m$
$D_{HF}$	HF-Einfügedämpfung	$dB$
$d_{AlGaAs}$	Schichtdicke AlGaAs	$m$
$d_{GaAs}$	Schichtdicke GaAs	$m$
$d_{AlAs}$	Schichtdicke AlAs	$m$
$d_{res}$	Dicke Mikroresonatorschicht	$m$
$\delta_{MD}$	Laufzeitdifferenz durch Modendispersion in SI-Fasern	$s$
$e(t)$	Eingangssignalfunktion	$V$
$E$	Elektrische Feldstärke	$V/m$
$E_{LD}$	Modulationseffizienz der Laserdiode	$l$
$E_{Mod}$	Modulationseffizienz des Modulators	$l$
$E_{Mod,dB}$	Modulationseffizienz [dB] des Modulators	$dB$
$f$	Frequenz	$Hz$
$f_{3dB}$	3dB-Grenzfrequenz	$Hz$
$F$	Elektrische Feldstärke	$V/m$
$G_S$	Sperrschichtleitwert	$S$
$\gamma$	Füllfaktor	$l$
$H_{AFL}$	Übertragungsfunktion eines analogen faseroptischen Links	$l$
$H_{MMF}$	Übertragungsfunktion einer Multimodefaser	$l$
$I$	Stromstärke, allgemein	$A$
$I_{AP}$	Stromstärke im Arbeitspunkt	$A$
$I_{L,Sig}$	Signalstrom am Lastwiderstand	$A$
$I_{Mod,Ph}$	Modulatorphotostrom	$A$
$I_{PD}$	Photodiodenstrom	$A$

# XIV

$I_{Ph}$	Photostrom	$A$
$I_S$	Sperrsättigungsstrom	$A$
$I_{Schrot}$	Stromanteil aus Schrotrauschen	$A$
$I_{th}$	Schwellenstrom	$A$
$I_y$	Inphase Signalamplitude	$V$
$K_{Mod}$	Kontrastverhältnis	$l$
$K_{Mod,dB}$	Kontrastverhältnis	$dB$
$L$	Länge, Faserlänge	$m$
$\lambda$	Wellenlänge, allgemein	$m$
$\lambda_{FP}$	Resonatorwellenlänge	$m$
$\lambda_1$	Wellenlänge Uplink	$m$
$\lambda_2$	Wellenlänge Downlink	$m$
$\lambda_B$	Braggwellenlänge	$m$
$\lambda_{g,AlAs}$	Wellenlänge der Absorptionskante von AlAs	$m$
$\lambda_{g,Al_xGa_{1-x}As}$	Wellenlänge der Absorptionskante von $Al_xGa_{1-x}As$	$m$
$n$	Brechungsindex, allgemein	$l$
$\Delta n$	Brechzahl Differenz	$l$
$n_{AlGaAs}$	Brechungsindex von AlGaAs	$l$
$n_{GaAs}$	Brechungsindex von GaAs	$l$
$n_{AlAs}$	Brechungsindex von AlAs	$l$
$n_M$	Mantelbrechungsindex	$l$
$n_K$	Kernbrechungsindex	$l$
$NF$	Rauschmaß	$dB$
$N_{out}$	Spektrale Rauschleistungsdichte	$dBm/Hz$
$NA$	Numerische Apertur	$l$
$N_{I,y}$	Inphase Rauschsignalamplitude	$V$
$N_{Q,y}$	Quadratur Rauschsignalamplitude	$V$
$\eta$	Quantenwirkungsgrad	$l$
$\eta_i$	Injektionskoeffizient	$l$
$P$	Leistung, allgemein	$W$
$P_{el,out}$	Elektrische Ausgangsleistung	$W$
$P_{el,in}$	Elektrische Eingangsleistung	$W$
$P_{IN,MOD,BEST}$	Optimale elektrische Leistung am Modulator	$W$
$P_{opt,in}$	Optische Eingangsleistung (eingekoppelte optische Leistung)	$W$
$P_{out,LD}$	Optische Ausgangsleistung einer Laserdiode	$W$
$P_{opt,LD,CW}$	Kontinuierliche optische Ausgangsleistung einer Laserdiode	$W$
$P_{opt,PD,Sig}$	Optische Signalleistung an Photodiode	$W$
$P_{opt,PD,EML}$	Optische Eingangsleistung der Photodiode im extern mod. Link	$W$
$P_{opt,out}$	Optische Ausgangsleistung (ausgekoppelte optische Leistung)	$W$

$P_{Rauschen}$	Rauschleistung	$W$
$P_{Signal}$	Signalleistung	$W$
$\Psi$	Wellenfunktion (Aufenthaltswahrscheinlichkeit von Ladungsträgern)	$m^{-3}$
$\Phi$	Hauptwert des Cauchy'schen Integrals	$l$
$Q_y$	Quadratur Signalamplitude	$V$
$r$	Radius	$m$
$R$	Widerstand, allgemein	$\Omega$
$R_B$	Bahnwiderstand	$\Omega$
$R_L$	Lastwiderstand	$\Omega$
$R_G$	Generatorinnenwiderstand	$\Omega$
$R_S$	Sperrschichtwiderstand	$\Omega$
$R_0$	(Grund)reflektivität	$l$
$R_{0,Faser}$	Reflektivität des Bauteils incl. Verluste (bidirektional) bei Faser-Chip-Kopplung	$l$
$R_{Mod}$	Reflektivität	$l$
$r_{PD}$	Responsivität einer Photodiode	$A/W$
$S_{21}$	Transmissionsparameter	$l$
$t$	Zeit, allgemein	$s$
$T$	Temperatur	$K$
$\tau'$	Zeitintervall	$s$
$\tau_{Diff}$	Diffusionszeitkonstante	$s$
$\tau_{Drift}$	Driftzeit	$s$
$\tau_{ges}$	mittlere Zeitkonstante	$s$
$\tau_{RC}$	RC-Zeitkonstante	$s$
$U$	Spannung	$V$
$U_{AP}$	Spannung im Arbeitspunkt (BIAS-Spannung)	$V$
$U_\alpha$	Effektive Absorptionsspannung	$V$
$U_S$	Spannung an der Sperrschicht	$V$
$U_{Sig}$	Signalspannung	$V$
$U_T$	Temperaturspannung	$V$
$V$	Volumen einer aktiven Schicht	$m^3$
$v_{Drift,n}$	Driftgeschwindigkeit der Elektronen	$m/s$
$v_{Drift,p}$	Driftgeschwindigkeit der Löcher	$m/s$
$v_{Drift,p,n}$	Mittlere Sättigungsdriftgeschwindigkeit	$m/s$
$W_g$	Bandlückenenergie	$eV$
$W_{g,Al_xGa_{1-x}As}$	Bandlückenenergie von $Al_xGa_{1-x}As$	$eV$
$W_{g,eff}$	Effektive Bandlückenenergie	$eV$
$W_L$	Energie der Leitungsbandkante	$eV$
$W_V$	Energie der Valenzbandkante	$eV$

$\omega, \omega'$	Kreisfrequenz, allgemein	<i>I/s</i>
$\omega_g$	Kreisfrequenz der Bandlückenwellenlänge	<i>I/s</i>
$x$	Prozentualer Anteil	<i>I</i>
$Y$	Anzahl Symbole in Symbolfolge	<i>I</i>

### Physikalische Konstanten

---

$B/(nc)$	$= 1,3 \cdot 10^{60} m^{-1} s^{-1/2} kg^{-3/2}$	Materialkonstante GaAs [52]
$c_0$	$= 2,99792458 \cdot 10^8 m/s$	Vakuumlichtgeschwindigkeit [53]
$\varepsilon_0$	$\approx 8,85418781762 \cdot 10^{-12} As/(Vm)$	Elektrische Feldkonstante [53]
$\varepsilon_{r, Al_x Ga_{1-x} As}$	$= 12,8464 - (2,4x(1 + 1,2 \cdot 10^{-4} T))$	Elektrische Permittivität AlGaAs [55]
$\varepsilon_{r, Al_x Ga_{1-x} As, HF}$	$= 10,89 - 2,73x$	Elektrische HF Permittivität AlGaAs [55]
$h$	$= 6,62606891 \cdot 10^{-34} Js$	Plank'sches Wirkungsquantum [53]
$\hbar$	$= \frac{h}{2\pi} \approx 1,05457162 \cdot 10^{-34} Js$	Reduziertes Plank'sches Wirkungsquantum [53]
$k_B$	$= 1,3806503 \cdot 10^{-23} J/K$	Boltzmann-Konstante [53]
$m_0$	$= 9,10938188 \cdot 10^{-31} kg$	Ruhemasse eines Elektrons [53]
$m_1$	$= 0,084 \cdot m_0$	Masse eines leichten Loches [52]
$m_2$	$= 0,450 \cdot m_0$	Masse eines schweren Loches [52]
$m_1^*$	$= 0,058 \cdot m_0$	Reduzierte Masse eines leichten Loches [52]
$m_2^*$	$= 0,037 \cdot m_0$	Reduzierte Masse eines schweren Loches [52]
$\mu_0$	$= 4\pi \cdot 10^{-12} Vs/(Am)$	Magnetische Feldkonstante [53]
$q$	$= 1,602176462 \cdot 10^{-19} As$	Elementarladung [53]
$\pi$	$\approx 3,141592653589793$	Kreiszahl

# 1

## Einleitung

Im heutigen Zeitalter der Informationsgesellschaft ist die Möglichkeit mit jedem überall und zu jeder Zeit kommunizieren zu können zu einem Grundbedürfnis geworden. Der Austausch von Wissen und das damit eng verbundene Wachstum einer Gesellschaft hängen in erheblichem Maße von der Qualität der Kommunikationssysteme ab.

Aufgrund einer nahezu wechselwirkungsfreien Ausbreitung und hoher Datenübertragungsraten über lange Strecken bilden faseroptische Kommunikationssysteme das Rückgrat der heute vernetzten Welt [1]. Weiterentwicklungen vor allem bei den optoelektronischen Komponenten führen dazu, dass die zunächst im Weitverkehrsbereich eingesetzten optischen Übertragungssysteme mit hohen Datenraten in Form von FTTH/FTTP (Fiber-To-The-Home/Fiber-To-The-Premises) am bzw. im Gebäude verfügbar werden [2][3]. Damit rückt die optische Übertragungstechnik mit immer höheren Datenraten immer näher an den Endkunden heran. Das führt jedoch auch dazu, dass insbesondere die Anforderungen an die Übertragungstechnik in sogenannten SOHO-Netzwerken (SOHO: Small Office and Home), d.h. im geschäftlichen und vor allem auch zunehmend im privaten Bereich, steigen, da die verfügbaren Daten auch im Gebäude transportiert werden müssen. Entwicklungen leistungsfähiger, leicht zu installierender und auch damit möglichst kostengünstiger Systeme sind daher grundlegende Ziele zahlreicher Forschungsinitiativen (siehe z.B. EU-Projekte: BONE [E1], POF-ALL [E3], URooF [4], HOMEPLANE [5], OMEGA [6], ALPHA [7]). Im Mittelpunkt stehen dabei zunehmend faseroptische Systeme auf Basis von Multimodenfasern (MMF), deren Übertragungscharakteristik durch hochwertigere optische Wellenleiter, neue Techniken in der Signalverarbeitung und vor allem durch die Entwicklungen neuer leistungsfähiger optoelektronischer Bauelemente und deren Integrationstechnik stetig verbessert werden.

Während im Weitverkehrsbereich Einmodenfasern (SMF, Single Mode Fiber) mit sehr dünnen Faserkernen und daher hochkomplexer Aufbautechnik schon seit etwa vier Jahrzehnten verwendet werden, können auf Mittel- und Kurzstrecken unter wenigen Kilometern Multimodenfasern (MMF) für die faseroptische Übertragung eingesetzt werden, da auf kurzen Strecken ebenfalls sehr hohe Bandbreiten bei gleichzeitig sehr geringen Signaldämpfungen erreicht

werden können [8]. Aufgrund eines vergrößerten Faserkerndurchmessers und den damit größeren Koppelflächen ergeben sich im Vergleich zu SMF größere Justagetoleranzen. Eine dadurch resultierende vereinfachte Verbindungstechnik für die Positionierung der Faser beim Spleiß sowie auch für den Übergang zwischen Fasern und optoelektronischen Komponenten führt letztlich zu geringeren Installations- und Systemkosten [9][10]. Aus diesen Gründen sind MMF seit über einem Jahrzehnt die am häufigsten eingesetzten optischen Übertragungsmedien für Campus- oder gewerbliche Gebäudenetzwerke [11][12][13][14].

Fortschrittliche Zugangstechnologien und damit verbundene erhöhte Anforderungen an die SOHO-Vernetzung im technischen und vor allem im wirtschaftlichen Bereich machen auch in privaten Gebäuden günstige und leistungsfähige Netzwerke notwendig. Demzufolge ist davon auszugehen, dass die MMF-Übertragungstechnik – im Vergleich zu den aktuell verbreiteten reinen Funksystemen oder kupferbasierten UTP-Netzen (UTP, Unshielded twisted pair) – einen steigenden Anteil am zugleich wachsenden Markt der In-Haus-Vernetzung darstellen wird. Prognosen lassen erwarten, dass in Zukunft die MMF-Übertragungstechnik der am schnellsten wachsende Markt der optischen Kommunikationstechnik überhaupt sein wird [15].

Durch eine verbesserte technische Infrastruktur sind bereits mit der digitalen Übertragung von Daten eine Vielzahl an neuen Diensten und Services wie beispielsweise IPTV, VoD, Online-Gaming und VoIP aber auch Hausautomation und Sicherheitsanwendungen entstanden, die auch im privaten Gebäude genutzt werden können. Beispielsweise setzt dabei ein so genanntes Home Gateway die Daten des WAN (Wide Area Network) in das kabelgebundene LAN (Local Area Network) mit gebäudeinterner MMF-Infrastruktur um. In jedem Raum innerhalb des Gebäudes können dann Nutzer über diverse Endgeräte Punkt-zu-Punkt-Verbindungen mit dem Gateway für die Kommunikation mit LAN und WAN herstellen, um die verschiedenen Dienste und Anwendungen auszuführen.

Eine kabelgebundene Infrastruktur bis zum Endgerät ist in Zukunft jedoch nur für ortsfeste Anwendungen zweckmäßig. Für mobile Anwendungen sind Systeme zu entwickeln, die dem Endanwender durch kabellose Technologien ortsunabhängige Kommunikation mit guten Übertragungseigenschaften erlauben. Aus diesem Grund sind bereits verteilte Antennensysteme (DAS, Distributed Antenna System) vorgestellt worden, mit denen sich viele kleine Funkzellen z.B. im Gebäude aufbauen lassen [16]. Wichtige Vorteile verteilter Funkzellen sind geringe Signalleistungen durch kürzere Funkstrecken mit gleichzeitig verbesserten Übertragungseigenschaften, die mehrfache Nutzung von Kanälen mit dadurch insgesamt höheren Gesamtdatenraten und – bei entsprechendem Systemdesign – die Möglichkeit, diverse Funksignale wie beispielsweise WLAN, GSM, UMTS, DECT, UWB und LTE standardunabhängig mit nur einer Kabelinfrastruktur zu übertragen.

Speziell für diese Systeme eignet sich die MMF besonders als Übertragungsmedium im Backbone eines DAS zwischen einer Zentralstation (ZS) als Gateway und den jeweiligen Basisstationen. Aufgrund der breitbandigen und verlustarmen Übertragungscharakteristik

können mit MMF nicht nur digitale sondern auch hochfrequente analoge Signale, wie z.B. Funksignale, übertragen werden. Dazu werden die analogen Signale auf die optische Welle aufmoduliert, über die Faser übertragen und wieder entsprechend demoduliert. Für diese Technologie wird der Begriff „RoMMF“ (Radio over Multimode Fiber) verwendet. Dabei werden verschiedene Übertragungsarten unterschieden: RF-over-Fiber (RF, Radio Frequency), IF-over Fiber (IF, Intermediate Frequency) und BB-over-Fiber (BB, Baseband). In Systemen, in denen die Übertragungsbandbreite begrenzt ist, wird das Datensignal im Basisband (BB) oder über eine Zwischenfrequenz (IF) auf die optische Welle aufmoduliert und zur Basisstation übertragen. In dieser muss das BB- oder IF-Signal mit dem Trägersignal gemischt werden, um das gesamte Funksignal abstrahlen zu können. Eine begrenzte Übertragungsbandbreite des Backbones erfordert damit eine entsprechend ausgestattete, vergleichsweise komplexe Basisstation. Im Gegensatz dazu ermöglicht eine leistungsfähige optische HF-Übertragungstechnik, mit der RF-Funksignale unabhängig von der Signalform transparent übertragen werden können, eine entsprechend weniger aufwendige Basisstation. Komplexe Bauteile können damit entweder ganz vermieden oder in der ZS zentralisiert werden. Auch bei den optoelektronischen Komponenten, die für die Wandlung der elektrischen in optische Signale und umgekehrt verwendet werden, ist eine Zentralisierung der aktiven Komponenten in der ZS vorteilhaft. Entsprechende Vorteile ergeben sich unmittelbar aus einem Vergleich zweier faseroptischer Übertragungssysteme zum einen mit direkter, zum anderen mit externer Modulation.

Eine konventionelle einfache faseroptische Übertragungsstrecke besteht aus einem elektro-optischen Wandler als Sender und einem opto-elektrischen Wandler als Empfänger. Als Sender werden Laserdioden (LD) oder auch Licht emittierende Dioden (LED) verwendet. Diese werden über die Änderung des Betriebsstroms *direkt* in ihrer emittierten Intensität moduliert (IM, Intensitätsmodulation). Sie werden als „aktive“ Komponenten bezeichnet, da sie elektrische Leistung in optische Leistung aktiv wandeln. Als opto-elektronische Empfänger werden in nahezu allen faseroptischen Übertragungssystemen planare Photodioden (PD) eingesetzt. Mit diesen Komponenten lässt sich ein einfaches bidirektionales faseroptisches Übertragungssystem aus zwei einzelnen Übertragungsstrecken mit zwei Fasern und je einem Sender und einem Empfänger auf jeder Seite aufbauen. Als Einheit betrachtet bilden beide optoelektronischen Komponenten LD und PD einen Transceiver. Ein entsprechendes Übertragungssystem ist in Abbildung 1.1 schematisch dargestellt. Pfeile zeigen die elektrischen Eingangs- und Ausgangssignale sowie die zur Generation des Lichtes notwendige elektrische Leistung. Die Pfeile an den faseroptischen Übertragungsstrecken zeigen anhand der unterschiedlichen Schraffierung die ungleich modulierten optischen Ausgangssignale der aktiven Sender sowie deren Ausbreitungsrichtung an.

Von Vorteil ist bei diesem System der vergleichsweise einfache Aufbau und die Möglichkeit, bidirektional und zeitgleich (voll-duplex) Daten zu übertragen. Nachteilig wirkt sich aus, dass jeweils zwei einzelne Bauteile pro Transceiver und zwei Fasern benötigt werden. Da auf

beiden Seiten aktive Komponenten als Sender eingesetzt werden, muss auch beidseitig jeweils elektrische Leistung für die Generation des Lichtes aufgebracht werden. Wird dieses System beispielsweise als bidirektionaler faseroptischer Link in DAS eingesetzt, muss in den abgesetzten Basisstationen elektrische Leistung verfügbar sein, um das Licht für den Rückkanal (Uplink) zu erzeugen.

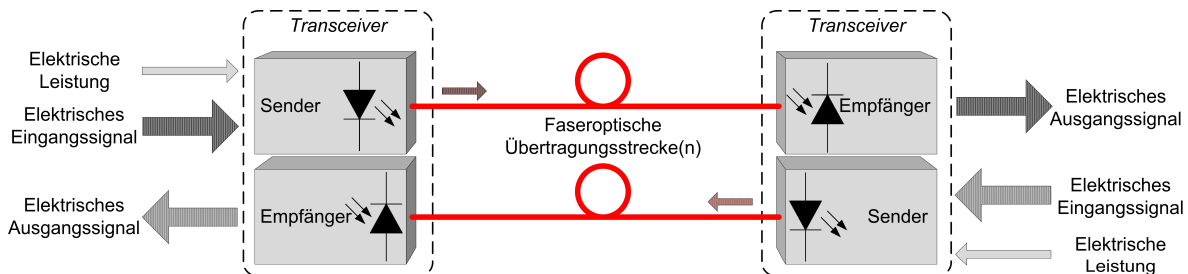


Abbildung 1.1: Schematische Darstellung eines bidirektionalen optischen Faserübertragungssystems mit aktiven Sendern

Statt aktiven Sendern können auch elektrooptische Modulatoren eingesetzt werden, die ein optisches Signal *extern* – bezogen auf die Quelle des optischen Signals – modulieren. Da der Modulator i.a. keine elektrische Leistung zur Modulation des optischen Signals benötigt, arbeitet er passiv. Wird dieser in Verbindung mit einem Photodetektor auf einer Seite des Übertragungssystems kombiniert, so ergibt sich ein insgesamt passiver Transceiver. Für beide Übertragungsrichtungen werden die optischen Signale separat vom passiven Transceiver erzeugt.

Nicht nur für die Architektur anwendungsspezifischer faseroptischer Systeme sondern auch für die Übertragungseigenschaften bieten Modulatoren weitere grundsätzliche Vorteile. Von großer Bedeutung sind darunter vor allem die im Allgemeinen größeren erreichbaren Modulationsbandbreiten und das Potential, den faseroptischen Link auch signalverstärkend zu nutzen. Denn im Gegensatz zu Systemen mit direkter Modulation kann mit externen Modulatoren eine Signalverstärkung (Link Gain) größer als 1 – in der Literatur sind bereits Werte bis zu 20 nachgewiesen worden [17] – erreicht werden.

Zur IM werden verschiedene elektrooptische Effekte in Modulatoren genutzt, nach denen diese dann klassifiziert werden können. Eine spannungsabhängige Änderung der Brechzahl (Elektrorefraktion) führt in Mach-Zehnder-Modulatoren (MZM) zur Modulation von definiert polarisiertem Licht, weshalb sie meist in der SMF-Übertragungstechnik eingesetzt werden. Für die MMF-Übertragungstechnik werden Modulatoren mit spannungsabhängiger Absorption (Elektroabsorptionsmodulator, EAM) bevorzugt, da sie auch polarisationsunabhängig arbeiten. Gute Modulationsergebnisse werden insbesondere durch Ausnutzen des Franz-Keldysh-Effektes erzielt [18][19], der die veränderliche Absorption des Materials in Abhängigkeit eines elektrischen Feldes beschreibt. Um dieses intern zu generieren, werden EAMs meist als Diode aufgebaut. Für bestimmte Wellenlängenbereiche ergibt sich durch Absorption im Halbleiter neben der Funktion als Modulator auch eine Möglichkeit, den EAM als Photodetektor



zu nutzen. Ein EAM kann somit als Transceiver für zeitversetzte (halb-duplex) Übertragungen verwendet werden.

EAMs können zudem in Transmissions- und Reflektionsmodulatoren mit je horizontalem und vertikalem Aufbau zur Halbleiteroberfläche gruppiert werden. In Transmissionsmodulatoren wird eine optische Welle, während sie den Modulator in eine Richtung durchläuft, intensitätsmoduliert. Der Aufbau erfolgt meist horizontal, so dass diese Bauteile häufig als Wellenleitermodulatoren integriert werden. Dadurch sind die Verlustleistungen dieser Bauteile vergleichsweise gering. Der Aufbau von EAMs bestimmt damit insbesondere auch den Aufbau des gesamten Übertragungssystems. Nachteilig wirkt sich bei Transmissionsmodulatoren aus, dass zwei Fasern und damit auch zwei Koppelstellen vorgesehen werden müssen.

Im Gegensatz dazu benötigen Reflexionsmodulatoren (REAM) nur eine Faser mit entsprechend einer Koppelstelle, da die optische Welle an gleicher Stelle ein- und ausgekoppelt wird [20]. Als horizontale Wellenleitermodulatoren [21] und als Transceiver [22] werden sie vor allem in SMF-Systemen vereinzelt aber auch als Modulatoren in MMF-Systemen [23] eingesetzt. Für die exakte Kopplung der Faser zur Bauteilkante ist jedoch sowohl die Chippräparation als auch das Packaging aufwendig.

Durch vertikale Integration von Modulatoren - vergleichbar ist dieser Aufbau mit vertikalen oberflächenemittierenden Laserdioden (VCSEL, Vertical Cavity Surface Emitting Laser) - ist die Kopplung zwischen Faser und Bauteil vergleichsweise einfach, da die durch den monolithischen Herstellungsprozess homogene Oberfläche des Bauteils die Koppelfläche darstellt. Bereits vor der Separation können vertikal integrierte Bauteile auf Waferebene getestet werden. Demnach sind vertikal integrierte und reflektive Modulatoren sowohl technisch als auch ökonomisch für extern modulierte MMF-Links interessant, jedoch bisher kaum untersucht worden.

Betrachtet man die aktuellen Entwicklungen und Forschungsarbeiten zu Transceivern für die MMF-Übertragungstechnik, so finden sich verschiedene Konzepte für integrierte Transceiver. Als Transceiver mit aktiver Sendediode wurde ein VCSEL monolithisch mit einer Metall-Halbleiter-Metall-PD (MSM, Metal-Semiconductor-Metal) auf einer Fläche mit einem Durchmesser von 200  $\mu\text{m}$  integriert [24]. Dabei ist die effektive Fläche der PD um die Fläche der VCSEL kleiner als der Gesamtdurchmesser des Bauelements. Bei diesem Bauelement ist eine ausschließlich aktive Voll-Duplex-Übertragung prinzipiell möglich, wurde aber für analoge Übertragungen bisher nicht gezeigt. Ein weiteres Konzept eines Transceivers besteht aus nur einer vertikal integrierten ebenfalls aktiven VCSEL-Diode, die im Halb-Duplex-Modus sowohl sendet als auch als Empfangsdiode nutzbar ist [25]. Als passiver Transceiver wurde ein vertikal integrierter MQW-EAM vorgestellt, mit dem im Halb-Duplex-Verfahren auch eine Empfangsfunktion realisierbar ist [26]. Als Transceiver in faseroptischen Systemen wurde dieses Bauteil bisher jedoch nicht untersucht.

Zusammenfassend kann festgehalten werden, dass damit derzeit kein passiver elektro-

optischer Transceiver für eine bidirektionale faseroptische Voll-Duplex-Übertragungstechnik über eine Multimodenfaser verfügbar ist.

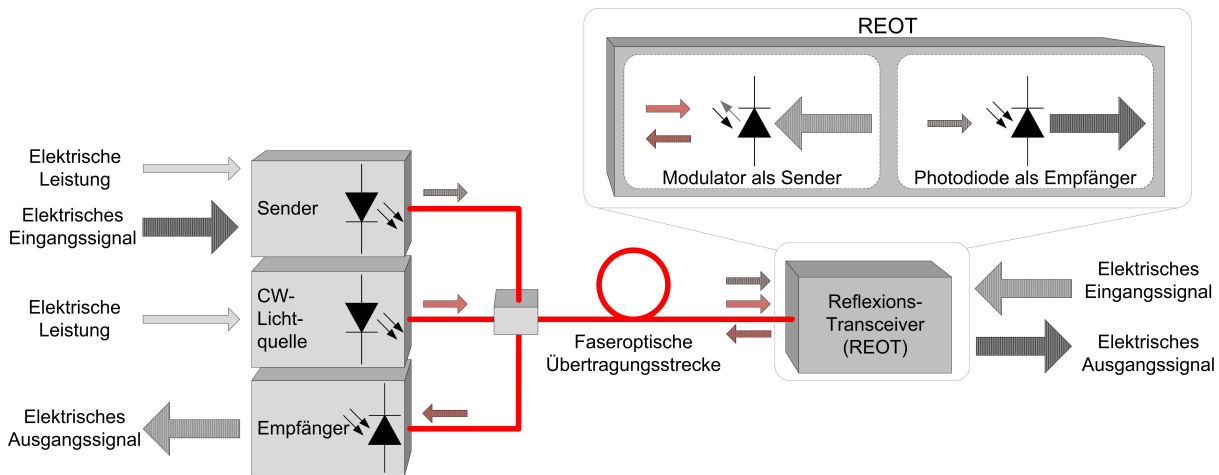


Abbildung 1.2: Schematische Darstellung eines bidirektionalen faseroptischen Übertragungssystems mit REOT und dessen Funktionsweise. Die jeweilige Modulation ist durch die unterschiedliche Schraffur angedeutet. Die Farben der kleinen Pfeile zeigen die unterschiedlichen Wellenlängen der optischen Signale

In Abbildung 1.2 ist schematisch ein dieser Arbeit zugrunde liegender Aufbau eines Voll-Duplex-Übertragungssystems mit einem passiven reflektiven elektrooptischen Transceiver (REOT) dargestellt. Die Detailabbildung des REOT zeigt die Funktion beider Teilkomponenten Modulator und Photodiode im Einzelnen. Der Modulator moduliert ein kontinuierliches (CW, engl. continuous wave, kontinuierlich emittierend) über die Faser eingestrahltes optisches Signal und reflektiert dieses über die gleiche Faser zu einem Empfänger (Uplink). Die PD des Transceivers empfängt zeitgleich ein Signal eines direkt modulierten Senders über die gleiche Faser (Downlink). Der REOT muss demnach so aufgebaut sein, dass dieses Downlink-Signal beispielsweise mittels Wellenlängenmultiplex (WDM, engl. wavelength division multiplexing) vom selektiv arbeitenden Modulator nicht reflektiert werden. Dieser nur mit einem REOT mögliche Aufbau dieses Systems ist insbesondere für Faser-Funk-Übertragungen in DAS ideal, da die abgesetzten Basisstationen über nur eine MMF an das Gesamtsystem angebunden und ohne zusätzliche Energiequellen zur Generation von optischer Leistung und elektrischer Signalverarbeitung als bidirektionales Faser-Funk-Interface betrieben werden können. Dazu können die elektrischen Ein- und Ausgangssignale des REOTs direkt über Antennen empfangen und abgestrahlt werden.

Vor dem oben beschriebenen Hintergrund ist das Ziel dieser Arbeit die Entwicklung eines neuen reflektiven elektrooptischen Transceivers für den Einsatz in einem RoF-Übertragungssystem mit Multimodenfasern. Basiskonzept des Bauteils ist die monolithische Höchstintegration eines vertikalen wellenlängenselektiven Modulators mit einer Photodiode. Im Zentrum stehen dabei das simulationsgestützte Design, die Herstellung des Transceivers sowie dessen Charakterisierung. Letztere soll zunächst bauteilspezifisch erfolgen. Über die

Analyse des REOTs als Einzelkomponente hinaus soll nicht nur dessen Funktionalität in einem optischen MMF-Übertragungssystem bei der Übertragung von Funksignalen nachgewiesen, sondern zudem der Einfluss der Eigenschaften des REOTs auf den Übertragungskanal untersucht werden.

Entsprechend dieser Zielsetzung ergeben sich für die Funktionalität und den grundsätzlichen Aufbau des in dieser Arbeit zu entwickelnden REOT im Einzelnen folgende Anforderungen:

- bidirektional einsetzbar, folglich sende- und empfangsfähig
- reflektiv, damit wird nur eine Faser beispielsweise zwischen ZS und BS benötigt
- passiv, daher Modulator mit Funktion auch bei 0 V Vorspannung
- vertikal integriert zur vereinfachten Kopplung zu einer MMF
- „transparent“ einsetzbar, d.h. für gängige Funkstandards mit Trägerfrequenzen bis 3 GHz
- kostengünstig, daher möglichst monolithisch herstellbar.

Darüber hinaus sind für die Güte beider Teilkomponenten des REOTs und des gesamten Links weitere Kriterien maßgeblich: Für den Modulator sind große Reflexions- und Transmissionsfaktoren, geringe Einfügeverluste, hoher Kontrast mit großer Spannungsempfindlichkeit bei hoher Linearität anzustreben. Die Photodiode zeichnet sich durch eine hohe Empfindlichkeit mit geringem Rauschen und hoher Linearität aus. Die Qualität eines gesamten faseroptischen HF-Übertragungssystems wird dann im Wesentlichen durch die Übertragungsbandbreite, das Signal-Rausch-Verhältnis und den Dynamikbereich bestimmt.

Nachfolgend wird der Aufbau dieser Forschungsarbeit kurz erläutert.

Im nachstehenden zweiten Kapitel werden zunächst die für diese Arbeit wichtigen physikalischen und technischen Grundlagen der optoelektronischen Komponenten, wie Sender, Empfänger und im Speziellen vertikaler EAMs beschrieben. Darauf aufbauend werden die wichtigsten Zusammenhänge der Multimodenfaser-Übertragungstechnik dargestellt sowie eine Methode zur Analyse analoger faseroptischer Übertragungssysteme eingeführt. Zudem werden unterschiedliche Modulationsverfahren für die Übertragung über Systeme mit begrenzter Bandbreite – dieses gilt sowohl für MMF- als auch für Funkübertragungssysteme sowie insbesondere der Kombination aus beiden Systemen – vorgestellt.

Das dritte Kapitel behandelt die Entwicklung und Herstellung des REOTs. Anhand von numerischen Simulationen wird im ersten Teil das Design des REOTs zum elektrooptischen Verhalten entwickelt und vorgestellt. Nach diesen Designvorgaben wird im zweiten Teil dieses Kapitels die technologische Herstellung des REOTs als zweistufiger Prozess aus epitaktischer Strukturherstellung und photolithographischer Strukturierung detailliert erläutert.

Im Anschluss an eine Darstellung der verwendeten Messeinrichtungen werden im vierten Kapitel die Ergebnisse des statischen und des dynamischen Verhaltens der Einzelkomponen-

ten des REOTs vorgestellt und im Hinblick auf den Einsatz in HF-Übertragungssystemen diskutiert.

Das fünfte Kapitel umfasst verschiedene Systemuntersuchungen mit dem REOT zur weiteren Beurteilung des Bauteils und Charakterisierung der damit möglichen analogen HF-Übertragungssysteme. Zunächst werden dazu die Leistungsbilanz und der dynamische Bereich des Systems experimentell ermittelt, um im Anschluss das Verhalten des extern modulierten analogen faseroptischen Links über unterschiedliche Fasertypen und -längen anhand von EVM-Messungen zu charakterisieren. Eine analoge Voll-Duplex-Übertragung wird anschließend demonstriert.

Die erzielten Ergebnisse werden im sechsten Kapitel zusammengefasst und bewertet. Daran anschließend werden in einem Ausblick mögliche weitere Entwicklungsschritte aufgezeigt und eine mögliche Verwendung des Bauteils in LTCC-basierten Funk-Basisstationen erörtert.

## 2

## Multimodenfaser-Übertragungstechnik

In diesem Kapitel werden die physikalischen und technischen Grundlagen vorgestellt, die für die Beschreibung und Funktionsweise des REOTs sowie für die Funktionsweise und Analyse hochfrequenter analoger MMF-Übertragungssysteme wichtig sind. Ausgehend von der Funktionsweise optoelektronischer Sender und Empfänger werden die theoretischen Zusammenhänge vertikaler Elektroabsorptionsmodulatoren (EAM) entwickelt und beschrieben. Im Anschluss daran werden wichtige Eigenschaften der MMF und Analysemethoden für hochfrequente analoge Übertragungssysteme behandelt, bevor abschließend mögliche Modulationsverfahren für bandbreitebegrenzte faseroptische Links dargestellt und diskutiert werden.

### 2.1 Optoelektronische Basiskomponenten

Für die Konversion von elektrischen und optischen Signalen sind grundsätzlich vier Arten von elektrooptischen Bauelementen zu unterscheiden (Abbildung 2.1) [27].

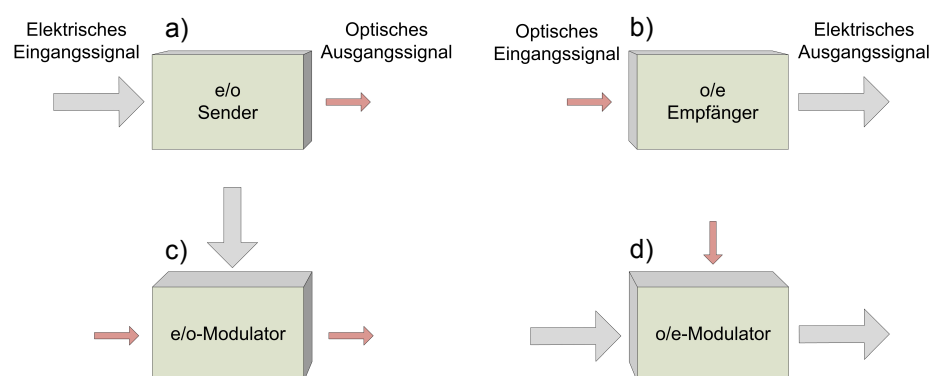


Abbildung 2.1: Prinzipdarstellungen elektrooptischer und optoelektrischer Signalumwandlung: (a) Sender, (b) Empfänger, (c) e/o-Modulator, mit dem mit einem elektrischen Signal ein optisches Signal moduliert wird und, (d) o/e-Modulator, mit dem mit einem optischen Signal ein elektrisches Signal moduliert wird

Abbildung 2.1a zeigt die direkte Wandlung eines elektrischen Signals in ein optisches Signal. Beispiele dafür sind Laser, Laserdioden oder LEDs. Umgekehrt werden über Photodioden

optische in elektrische Signale gewandelt (s. Abbildung 2.1b). Die Abbildungen 2.1c und 2.1d stellen Bauelemente mit je zwei Eingangssignalen und einem Ausgangssignal dar, die zusätzlich ein externes optisches oder elektrisches Signal benötigen. Elektrooptische Modulatoren wie Mach-Zehnder-Modulatoren (MZM) oder Elektroabsorptionsmodulatoren (EAM) beeinflussen in Abhängigkeit eines elektrischen Eingangssignals ein optisches Signal (Abbildung 2.1c). Abbildung 2.1d zeigt eine Änderung eines elektrischen Eingangssignals, das in Abhängigkeit eines optischen Signals verändert wird; entsprechende Bauteile sind beispielsweise Photoleiter oder Phototransistoren.

Da in dieser Arbeit Bauteile als Sender, Empfänger und e/o-Modulatoren eingesetzt werden, werden die wichtigen Grundlagen für die Funktion dieser Bauteile in den nachfolgenden Teilkapiteln beschrieben. Dabei zielt und beschränkt sich diese Arbeit auf die Untersuchung und das Design von Komponenten im nahinfraroten Wellenlängenbereich um 850 nm, denn in diesem Bereich sind aufgrund geringer Faserdämpfungen in Glasfasern und Polymerfasern (vgl. Kap. 2.3) sowie vergleichsweise einfach zu verarbeitender Materialsysteme der Komponenten sowohl kommerziell günstige Sender als auch günstige Empfänger, wie beispielsweise Silizium-PDs, mit guten Eigenschaften verfügbar. Die Existenz internationaler Standards [14][66], die die Voraussetzungen für eine Kompatibilität der Systeme schaffen, zeigt die Bedeutung dieses Bereiches für die faseroptische Kurzstreckenkommunikation.

### 2.1.1 Sender

In der optischen Kommunikationstechnik über Multimodefasern werden anwendungsspezifisch unterschiedliche Sendeelemente eingesetzt. In den meisten Fällen basieren diese Elemente auf Halbleiterstrukturen. In der MMF-Übertragungstechnik allgemein sowie auch in den in dieser Arbeit beschriebenen Systemen werden VCSEL bevorzugt als aktive Sender gegenüber kantenemittierenden Laserdioden (LD) verwendet, da sich aufgrund des Aufbaus (Abbildung 2.2a) folgende Vorteile ergeben [28][33][34][35]:

- Monolithische Integration der Laserkavität
- On-Wafer Tests möglich und massenproduktionstauglich
- Anordnung als 2-dimensionales Array mit hoher Packungsdichte
- Einfache Faser-Chip-Kopplung und Gehäusetechnik
- Auskoppelflächen direkt zugänglich und leicht behandelbar, keine Spaltflächen
- Hohe Modulationsfrequenzen mit kleinen Signalpegeln
- Hohe Effizienz bei der elektrooptischen Leistungskonversion ( $> 50\%$ )
- Niedrige Laserströme
- Schwache Divergenz und zirkuläre, ein- oder mehrmodige Emission.

Aufgrund der genannten Eigenschaften sind VCSEL sehr kostengünstig herstellbar (Einzelpreis  $< 40$  €, 1000+ Stk. je  $< 10$  €) und sind heute bis zu einer 3dB-Grenzfrequenz von mehr als 10 GHz kommerziell verfügbar. In Laborversuchen wurden VCSEL mit einer Emissions-

wellenlänge von 850nm mit einer 3dB-Grenzfrequenz größer 20GHz demonstriert [36]. VCSEL werden sowohl in analogen [37][38][39] als auch in digitalen Übertragungssystemen [36][40][41] zur optischen Signalerzeugung vor allem in MMF-Links eingesetzt.

Der Aufbau eines VCSELs und das entsprechende Schaltsymbol sind in Abbildung 2.2a dargestellt. Der hier betrachtete VCSEL besteht aus einem GaAs-Substrat, auf das mittels Molekularstrahlepitaxie (MBE) oder metallorganischer Gasphasenepitaxie (MOVPE) die Schichtstruktur des Lasers mit Bragg-Reflektoren und einer aktiven verstärkenden Quantenfilmschicht aufgebracht wird. Eine Aperturschicht (Blocking Layer) sorgt dafür, dass die Stromdichte groß ist und damit die Generation der optischen Leistung mittig und nicht unterhalb der reflektierenden metallischen p-Kontakte erfolgt. Die Resonatorlänge liegt im Bereich von wenigen Mikrometern. Dazwischen befindet sich eine Quantenfilmschicht. Durch die kurze Resonatorlänge sind hohe Bragg-Spiegelreflektivitäten von mindestens 99% erforderlich. Im Falle der mit 850 nm emittierenden VCSEL basieren das Substrat und die Multiheterostruktur entsprechend auf GaAs und GaAs/AlGaAs-Schichten [28].

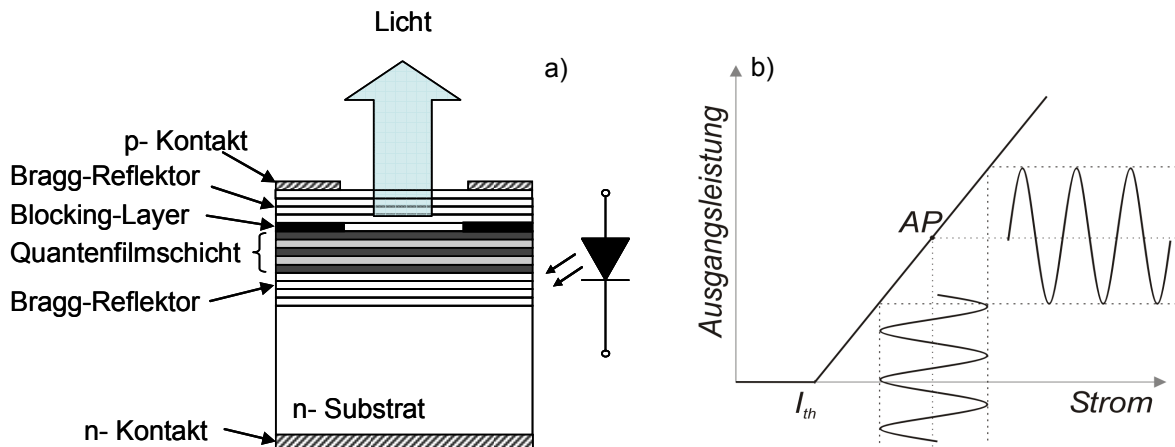


Abbildung 2.2: (a) Schematische Zeichnung des Aufbaus eines VCSELs mit Schaltsymbol und (b) Ausgangsleistung-Strom-Kennlinie mit Modulation

In Abbildung 2.2 (b) ist die Ausgangsleistung als Funktion des eingepprägten Stroms dargestellt. Als optische Ausgangsleistung  $P_{out,LD}$  des VCSELs ergibt sich für den Fall  $I_{LD} > I_{th}$  [53]:

$$P_{out,LD} = \frac{1}{q} \hbar \omega (I_{LD} - I_{th}), \quad (2.1)$$

mit  $q$  als Elementarladung,  $\hbar \omega$  als Photonenenergie,  $I_{th}$  als Schwellenstrom, sowie dem eingepprägten Strom  $I_{LD}$  ( $> I_{th}$ ). Ist der Schwellenstrom gering, können VCSEL vergleichsweise hohe Wirkungsgrade der elektrooptischen Signalwandlung erreichen. Die Modulations-effizienz  $E_{LD}$  des VCSELs, auch als Steilheit bezeichnet [51], wird definiert als das Verhält-

nis der Änderung der optischen Ausgangsleistung und der dafür notwendigen Änderung des eingepprägten Stromes in einem Arbeitspunkt (AP):

$$E_{LD} = \left. \frac{dP_{opt,LD}}{dI_{LD}} \right|_{I_{AP}} . \quad (2.2)$$

Der AP des VCSELs wird im Allgemeinen über einen Gleichstromanteil  $I_{AP}$  eingestellt. Dabei ist insbesondere für analoge Übertragungssysteme zu berücksichtigen, dass dieser AP sowie der Betrag des zeitlich veränderlichen Stroms so zu wählen ist, dass eine Modulation im näherungsweise linearen Bereich des VCSELs erfolgt. In dieser Arbeit werden kommerzielle VCSEL hinreichend hoher Bandbreite verwendet, eine Ersatzschaltung ist daher nicht erforderlich.

### 2.1.2 Empfänger

In der optischen Übertragungstechnik dienen PDs als Empfänger zur optoelektrischen Signalkonversion. Dabei absorbieren diese Licht und wandeln dieses in ein elektrisches Signal um. Für die Wandlung von Licht im sichtbaren und nahinfraroten Wellenlängenbereich von 400 nm bis 1000 nm bestehen PDs meist aus Silizium (Si) oder GaAs-basierten Materialien. Für die direkte Detektion (DD) werden für MMF-Anwendungen hauptsächlich pin-PDs mit planarer Einkopplung eingesetzt [30][31][87]. Sie erreichen, abhängig von ihrer Geometrie, Grenzfrequenzen bis in den zweistelligen GHz-Bereich bei zugleich flachen Frequenzgängen bis in den DC-Bereich und bieten ein gutes Konversionsverhalten (Responsivität). Der Aufbau und das Schaltsymbol sowie das AC-Ersatzschaltbild einer pin-PD sind in Abbildung 2.3 dargestellt.

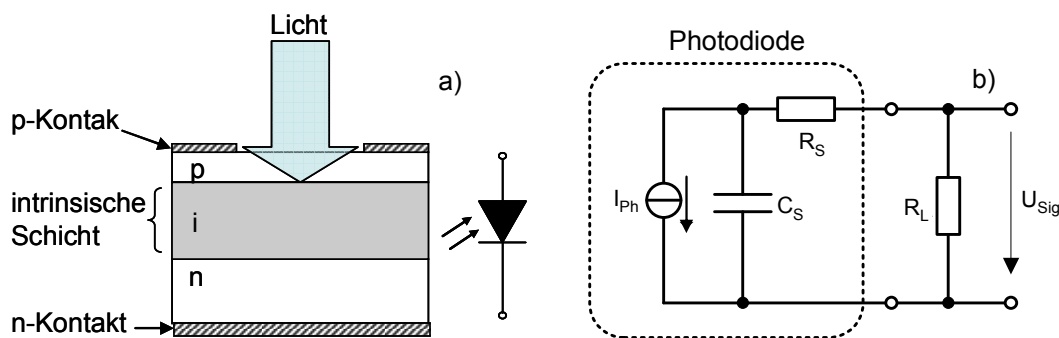


Abbildung 2.3: (a) Schematische Zeichnung des Aufbaus einer pin-PD mit Schaltsymbol und (b) einfache Empfängerschaltung mit PD als Stromquelle

P- und n-dotierte Schichten erzeugen eine Raumladungszone (RLZ) und damit ein intrinsisches elektrisches Feld. Durch Absorption generierte elektrische Ladungsträgerpaare werden in diesem Feld getrennt und erzeugen einen Photostrom  $I_{ph}$ . Dieser ergibt sich damit aus dem Produkt der einfallenden optischen Leistung  $P_{opt,in}$  und der Responsivität  $r_{PD}$  der PD zu:



$$I_{Ph} = P_{opt,in} \cdot r_{PD} . \quad (2.3)$$

Die Responsivität mit der Einheit A/W ist wellenlängenabhängig und berechnet sich aus

$$r_{PD} = \frac{\eta_{ex} q}{\hbar \omega} . \quad (2.4)$$

Die Photonenenergie ist durch  $\hbar \omega$  und der externe Quantenwirkungsgrad durch  $\eta_{ex}$  gegeben. Im realen Fall gilt für den externen Quantenwirkungsgrad  $\eta_{ex} < 1$ , da z.B. Rekombinations- und Koppelverluste auftreten.

Eine intrinsische Schicht zwischen den dotierten Gebieten (pin-Struktur) vergrößert sowohl den Bereich der Raumladungszone als auch den absorptiven Bereich. Dadurch werden zum einen mehr Photonen in der RLZ absorbiert. Zum anderen reduziert sich dadurch die Sperrschichtkapazität  $C_S$ .

Das Hochfrequenzverhalten einer PD hängt von der Geometrie, dem Material, der Empfangsschaltung und dem inneren elektrischen Feld der Diode ab. Dabei begrenzen verschiedene Zeitkonstanten die Ansprechgeschwindigkeit, die für das Design einer PD berücksichtigt werden müssen. Zum einen entsteht durch den p-n-Übergang und die Raumladungszone eine Sperrschichtkapazität  $C_S$ , die in Verbindung mit dem Serienwiderstand  $R_S$  der Diode und dem Lastwiderstand  $R_L$  eine zeitabhängige Verzögerung  $\tau_{RC} = (R_S + R_L) C_S$  zwischen einfallender optischer Leistung und Photostrom hervorruft. Zum anderen begrenzen die Driftzeit der in der i-Schicht generierten Ladungsträger und die Diffusionszeit der im n- oder p-Gebiet generierten Ladungsträger das Frequenzverhalten der PD. Die Driftzeit wird durch die intrinsische Schichtdicke und damit Weglänge  $d$  sowie die Driftgeschwindigkeit der Ladungsträger bestimmt. Die Diffusionszeit  $\tau_{Diff}$  ist die Zeit, innerhalb der die in den dotierten Bereichen generierten Ladungsträger bis in die intrinsische Schicht diffundieren. Dabei unterscheiden sich die Driftgeschwindigkeiten der Löcher  $v_{Drift,n}(E)$  und Elektronen  $v_{Drift,p}(E)$  durch die jeweils unterschiedliche Ladungsträgerbeweglichkeit. Die Driftgeschwindigkeiten sind zudem abhängig von dem in der intrinsischen Schicht vorherrschenden elektrischen Feld  $E$ . Unter der Annahme, dass sich die Ladungsträger mit der Sättigungsdriftgeschwindigkeit bewegen – für GaAs gilt diese Annahme für Feldstärken innerhalb der intrinsischen Schicht von  $E > 10 \text{ kV/cm}$  [47] – kann die entsprechende Zeitkonstante mit  $\tau_{Drift} = d / 3,5 \cdot v_{Drift,p,n}$  angegeben werden, wobei für die mittlere Sättigungsdriftgeschwindigkeit für Elektronen wie Löcher ein Mittelwert von  $v_{Drift,p,n} = 5,3 \cdot 10^6 \text{ cm/s}$  in GaAs unter Illumination mit einer Wellenlänge von 850 nm verwendet werden kann [49]. Über Formel (2.5) kann die 3dB-Grenzfrequenz  $f_{3dB}$  bestimmt werden, bei der sich die Signalamplitude  $U_{Sig}$  des elektrischen Signals verglichen mit der Signalamplitude bei kleinen Frequenzen um 3 dB abschwächt:

$$f_{3dB} = \frac{1}{2\pi\tau_{ges}} \text{ mit } \tau_{ges} = \sqrt{\tau_{RC}^2 + \tau_{Drift}^2 + \tau_{Diff}^2} . \quad (2.5)$$

Unter Verwendung dieser Formel können PDs mit hoher Grenzfrequenz entworfen werden (vgl. Kap. 3.2), indem sie in ihrer Geometrie und ihren Materialeigenschaften den jeweiligen Anforderungen angepasst werden.

### 2.1.3 Modulatoren und Transceiver

Mit Modulatoren kann hindurchtretendes bzw. reflektiertes Licht in seiner Intensität moduliert werden. Die Verwendung eines Modulators kann - verglichen mit der direkten Modulation z.B. einer Laserdiode - einige Vorteile für die Übertragungsqualität in hochbitratigen und hochfrequenten faseroptischen Übertragungssystemen erzielen [8]:

- Link Gain > 1 möglich [17]
- Geringer Chirp [56]
- Hohe Modulationsgeschwindigkeit
- Großes Kontrastverhältnis mit geringem Verlust
- Hohe Linearität
- Kein Energieverbrauch als spannungsgesteuertes Bauelement
- Passive elektro-optische Signalwandlung (ohne Generation von Licht)

Im Wesentlichen werden als Modulatoren in faseroptischen Kommunikationsnetzten Anwendungen MZM oder EAM eingesetzt. Da in der MMF-Übertragungstechnik der Polarisationszustand des geführten Lichtes bereits nach kurzen Übertragungslängen undefiniert ist, ist der Einsatz von MZM, bei dem nur eine definiert polarisierte optische Welle durch Phasenänderung konstruktiv oder destruktiv interferiert und dadurch moduliert werden kann, daher in MMF-Systemen nicht praktikabel [71]. Mittels Elektroabsorption lässt sich hingegen auch unabhängig vom Polarisationszustand der optischen Welle optische Leistung modulieren [56]; daher sind in Verbindung mit MMF einzig EAMs zweckmäßig. Bisher werden hauptsächlich planar integrierte Wellenleiter-EAMs sowohl in unidirektionalen als auch in bidirektionalen Übertragungssystemen in reflektiver [109] und transmittierender [21][72][73] Funktion eingesetzt. Beispielsweise untersucht ein aktuelles EU-Projekt die vorteilhafte Nutzung reflektiver EAMs zur spannungsabhängigen Modulation eines VCSELs [43][44]. Eine ausführliche Übersicht über optische Intensitätsmodulatoren auf Basis von III-V Halbleitern gibt [74].

Multifunktionale elektro-optische Bauelemente, die eine Sende- sowie Empfangsfunktion kombinieren, erweitern die Einsatzmöglichkeiten der optischen Übertragungstechnik. Für die bidirektionale Übertragung über eine Faser können *Transceiver* verschiedener Art unterschieden werden, die sowohl eine Sende- (*Transmitter*) als auch eine Empfangsfunktionalität (*Receiver*) aufweisen [34]:

- Standard-Transceiver, der mit einem optischen Sender (LD oder LED) und einem Empfänger in Verbindung z.B. mit einem Y-Koppler oder Diplexer aufgebaut ist, so dass nur eine Faser verwendet werden muss;
- LD-Transceiver, der aus einer Laserdiode besteht, die abwechselnd als Sender und als Empfänger verwendet wird [25]; sowie
- Reflexions-Transceiver. Dieser Transceiver besteht aus einem reflektiven Modulator, der im folgenden Unterkapitel genauer beschrieben wird, und einer Photodiode oder einem reflektiven Modulator, der auch als elektrooptischer Empfänger eingesetzt werden kann.

Alle aus halbleitendem Material bestehenden Sende- bzw. Modulationskomponenten können je nach Bauart prinzipiell neben ihrer eigentlichen Funktion auch als Photoleiter oder als Photodiode verwendet werden. Vor allem für Anwendungen im Halb-Duplex-Verfahren sind diese Bauteile als Transceiver nutzbar. Für eine Voll-Duplex-Übertragung ist ein hochintegrierter Transceiver, in dem Sender und Empfänger physikalisch getrennt voneinander ausgeführt sind, mit separatem elektrischen Ein- und Ausgang vorteilhaft, da die Signale getrennt voneinander verarbeitet werden können (vgl. Abbildung 1.2).

## 2.2 Reflektive vertikale Elektroabsorptionsmodulatoren

In dieser Arbeit wird ein Transceiver bestehend aus einer PD und einem reflektiven und vertikal integrierten EAM vorgestellt. Der schematische Aufbau und das Schaltsymbol des EAMs sind in Abbildung 2.4a dargestellt.

Nachfolgend wird die Funktionsweise des Modulators kurz erläutert. Die dafür wesentlichen physikalischen Effekte werden im Anschluss in den darauf folgenden Unterkapiteln beschrieben.

Der Modulator besteht aus einer asymmetrischen Anordnung zweier Bragg-Spiegel (s. Kap. 2.2.1), die einen FP-Resonator (s. Kapitel 2.2.2) begrenzen. Eine intrinsische Schicht bildet das Innere des Resonators, über die sich aufgrund der Diodenstruktur des Modulators durch eine an den Modulator angelegte Spannung ein elektrisches Feld ausbildet. Abhängig vom elektrischen Feld kann über den so genannten Franz-Keldysh-Effekt eine Elektroabsorption (s. Kapitel 2.2.3) erreicht werden. Durch Vielfachreflexionen im Resonator werden die effektive Weglänge und damit der Einfluss der Elektroabsorption auf die eingestrahlte optische Welle erhöht [56]. Für den Modulator ergibt sich abhängig von der angelegten Spannung eine Extinktionscharakteristik entsprechend Abbildung 2.4b.

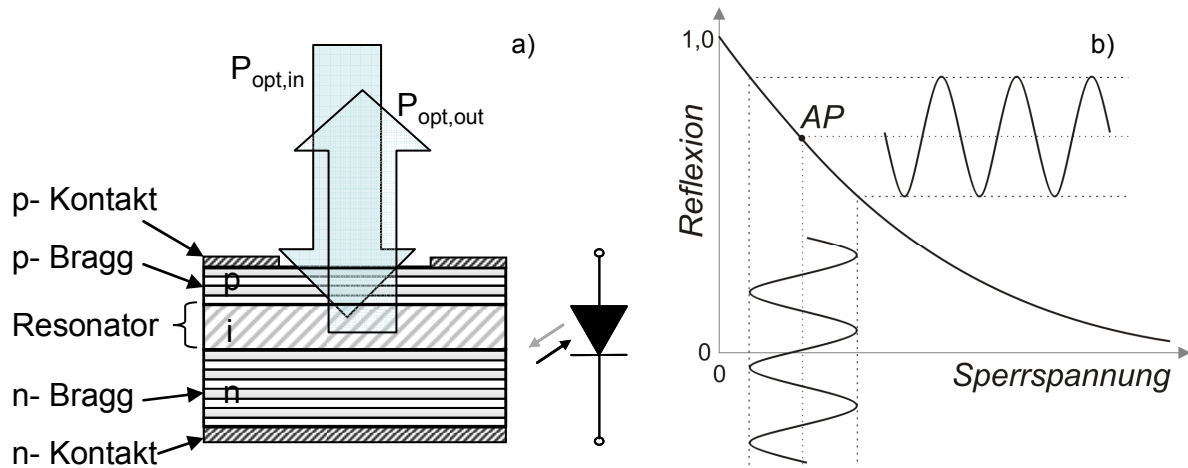


Abbildung 2.4: (a) Schematischer Aufbau eines reflektiven und vertikal integrierten Elektroabsorptionsmodulators mit neuem Schaltsymbol und (b) Extinktionskennlinie (qualitativ) mit Modulation im Arbeitspunkt

Für den Modulator wird daher hier ein Symbol (Abbildung 2.4a) eingeführt, das die Funktion des Modulators verdeutlicht. Die Pfeile stehen für eine optoelektronische Diode, die sowohl als Empfänger als auch als reflektierendes Bauelement verwendet werden kann. Ein grauer Pfeil deutet an, dass es sich nicht um ein aktiv, jedoch bei entsprechender Bestrahlung passiv emittierendes Bauelement handelt.

In den folgenden Unterkapiteln 2.2.1, 2.2.2 und 2.2.3 werden zunächst die physikalischen Zusammenhänge von Bragg-Reflektoren und Fabry-Perot-Resonatoren sowie der im REOT-Modulator genutzten Effekte der Elektroabsorption und Elektrorefraktion beschrieben, um in Unterkapitel 2.2.4 die für diese Arbeit wichtigen Modulatorkenngrößen zu definieren.

### 2.2.1 Bragg-Reflektor

Bragg-Spiegel bestehen aus Vielschichtheterostrukturen (VSHS) mit einer periodischen Anordnung von zwei Halbleiterschichten mit unterschiedlichen Brechungsindizes  $n_1$  und  $n_2$ . Die Schichtdicken  $d_1$  und  $d_2$  werden zur Maximierung der Kopplung so gewählt, dass die an den Grenzflächen partiell reflektierten Wellen mit der Wellenlänge  $\lambda_B$  die folgende Bedingung erfüllen [53]:

$$d_1 n_1 = d_2 n_2 = \frac{\lambda_B}{4}. \quad (2.6)$$

Diese VSHS können für Wellenlängen um die Bragg-Wellenlänge  $\lambda_B$  entsprechend der Bragg-Bedingung in hohem Maße wellenlängenselektiv und hoch reflektiv sein [52][56]. Die theoretischen Zusammenhänge der Brechungsindizes und der Werte der fundamentalen Absorption der verschiedenen Materialzusammensetzungen AlAs, GaAs und des ternären Materialsystems AlGaAs sind im Anhang A beschrieben.

### 2.2.2 Fabry-Perot-Resonator

Im Allgemeinen bestehen Fabry-Perot-Resonatoren aus zwei planparallelen Spiegeln, die in einem Abstand  $d_{FP}$  voneinander getrennt sind. Eine senkrecht einfallende optische Welle mit der Wellenlänge  $\lambda_{FP}$  wird bei ausreichend geringer Absorption innerhalb des Resonators vielfach reflektiert und sich konstruktiv interferieren, wenn folgende Bedingung erfüllt ist:

$$d_{FP} = m \frac{\lambda_{FP} n_{FP}}{2}, \quad \text{mit } m = 1, 2, \dots \quad (2.7)$$

Das Material im Resonator hat dabei den Brechungsindex  $n_{FP}$ . Die Spiegel des FP-Resonators bestehen dabei entweder aus hochreflektiven Endflächen (z.B. FP-Laser) oder aus Bragg-Spiegeln.

### 2.2.3 Elektroabsorption und Elektrorefraktion

Eine Änderung der Absorption eines Halbleiters nahe der Bandlückenenergie dieses Halbleiters kann über ein elektrisches Feld erzeugt werden. Dieser Zusammenhang beruht auf einem photonenunterstützten Tunneleffekt und wird als Franz-Keldysh-Effekt (FKE) bezeichnet [18][19]. Dieser bewirkt eine Verschiebung der Absorptionskante durch ein elektrisches Feld  $E$  hin zu höheren Wellenlängen. Ohne angelegtes elektrisches Feld durchlaufen Photonen, deren Energie kleiner als der Bandabstand des Halbleiters  $\hbar\omega < W_g$  ist, den Halbleiter ohne absorbiert zu werden (Abbildung 2.5a).

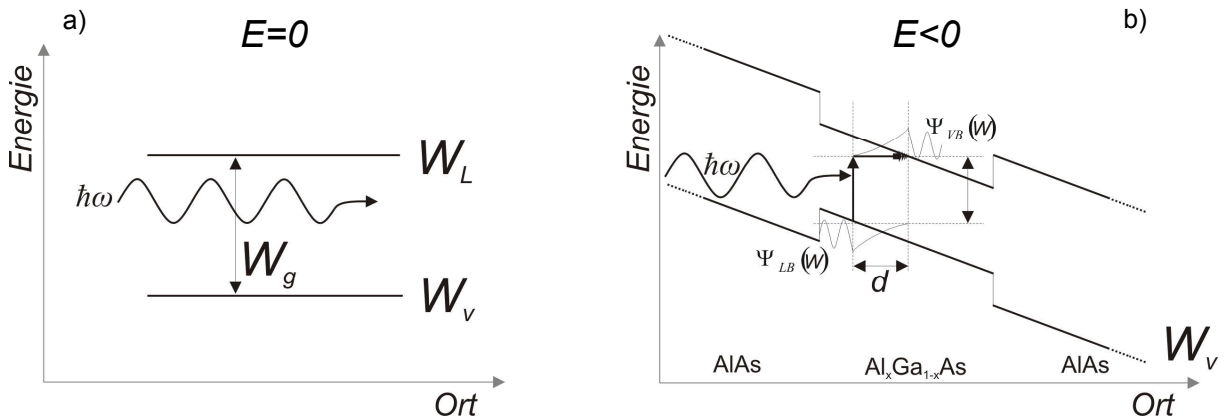


Abbildung 2.5: (a) Bänderdiagramm für einen homogenen Halbleiter im feldfreien Zustand und (b) Bandverkipfung durch FKE und Aufenthaltswahrscheinlichkeit  $\Psi$  der Ladungsträger in einem AlAs/AlGaAs-Vielschichthalbleiter bei angelegtem elektrischen Feld (qualitativ, kein QW)

Im Falle eines elektrischen Feldes können eben diese Photonen dadurch absorbiert werden, dass sich die Wahrscheinlichkeit einer Absorption im höheren elektrischen Feld durch eine Verkipfung der Bandkanten vergrößert (Abbildung 2.5b) [52].

Entsprechend diesem Effekt lässt sich ein dem elektrischen Feld  $E$  und der Wellenlänge  $\lambda = c/\omega$  abhängiger Absorptionskoeffizient  $\alpha_{FKE}$  nach [52][60][70] berechnen:

$$\alpha_{FKE}(\hbar\omega, E) = \frac{B}{n \cdot c} \frac{\pi}{\omega} \sum_{l=1}^2 m_l^{*3/2} \left( 1 + \frac{m_0}{m_l} \right) \Theta_l^{1/2} \left( \left| \frac{dAi}{dz} \right|_{\zeta_l}^2 - \zeta_l Ai^2(\zeta_l) \right); \quad (2.8)$$

$\Theta_l$  und  $\zeta_l$  sind darin entsprechend

$$\Theta_l = \sqrt[3]{\frac{q^2 |E|^2}{2m_l^* \hbar}}, \quad \zeta_l = \frac{W_g - \hbar\omega}{\hbar \cdot \Theta_l}. \quad (2.9)$$

Dabei ist  $Ai(\cdot)$  die Airy-Funktion [68]. Summiert wird über die leichten und schweren Löcher, wobei die  $m_1$  ( $m_2$ ) Masse und  $m_1^*$  ( $m_2^*$ ) die reduzierte Masse des leichten (schweren) Lochs bezeichnen;  $m_0$  ist die Ruhemasse des Elektrons,  $q$  die Elementarladung und  $B/(nc)$  als Materialkonstante [52][59]. Ist die Photonenenergie im feldfreien Zustand kleiner als die Bandlückenenergie, so wird  $\alpha(\hbar\omega < W_g, 0) = 0$  angenommen. Für den Fall  $\hbar\omega > W_g$  ergibt sich  $\alpha(E=0)$  und  $\Delta\alpha$  mit  $\omega_g$  als Kreisfrequenz der Bandlücke zu:

$$\begin{aligned} \alpha(\hbar\omega, 0) &= \frac{B}{n \cdot c} \frac{\sqrt{\omega - \omega_g}}{\omega} \sum_{l=1}^2 m_l^{*3/2} \left( 1 + \frac{m_0}{m_l} \right), \\ \Delta\alpha(\hbar\omega, E) &= \alpha_{FKE}(\hbar\omega, E) - \alpha(\hbar\omega, 0). \end{aligned} \quad (2.10)$$

In dieser Arbeit werden die temperaturabhängige Verbreiterung der Absorptionskante (Urbach-Verbreiterung) und die Abweichungen von nicht parabolischen Bändern nicht explizit berücksichtigt. Diese Effekte überlagern sich mit der Grundabsorption im Material und sind im Reflexionsfaktor des Modulators enthalten. Genaue Untersuchungen dazu finden sich in [52].

Die Änderung des Absorptionskoeffizienten hat zudem eine Änderung des Brechungsindex zur Folge. Diese Änderung des Brechungsindex, auch Elektrorefraktion genannt, ist über die Kramers-Kronig-Relation (KKR) mit der Absorptionsänderung verknüpft durch die Beziehung [70]:

$$\Delta n(\hbar\omega, E) = n(\hbar\omega, E) - n(\hbar\omega, 0) = \frac{c}{\pi} \cdot \Phi \int_{\omega'=0}^{\infty} \frac{\Delta\alpha(\hbar\omega', E)}{\omega'^2 - \omega^2} d\omega'; \quad (2.11)$$

$\Phi$  gibt dabei an, dass an der Stelle der Singularität  $\omega'^2 = \omega^2$  der Cauchy'sche-Hauptwert des Integrals zu bilden ist [83].

In Abbildung 2.6 sind für jeweils unterschiedliche elektrische Felder die simulierten Änderungen der jeweiligen Werte der Absorption und des Brechungsindex für GaAs und AlGaAs über der Wellenlänge dargestellt. Besonders große Änderungen ergeben sich nahe der Bandkante.

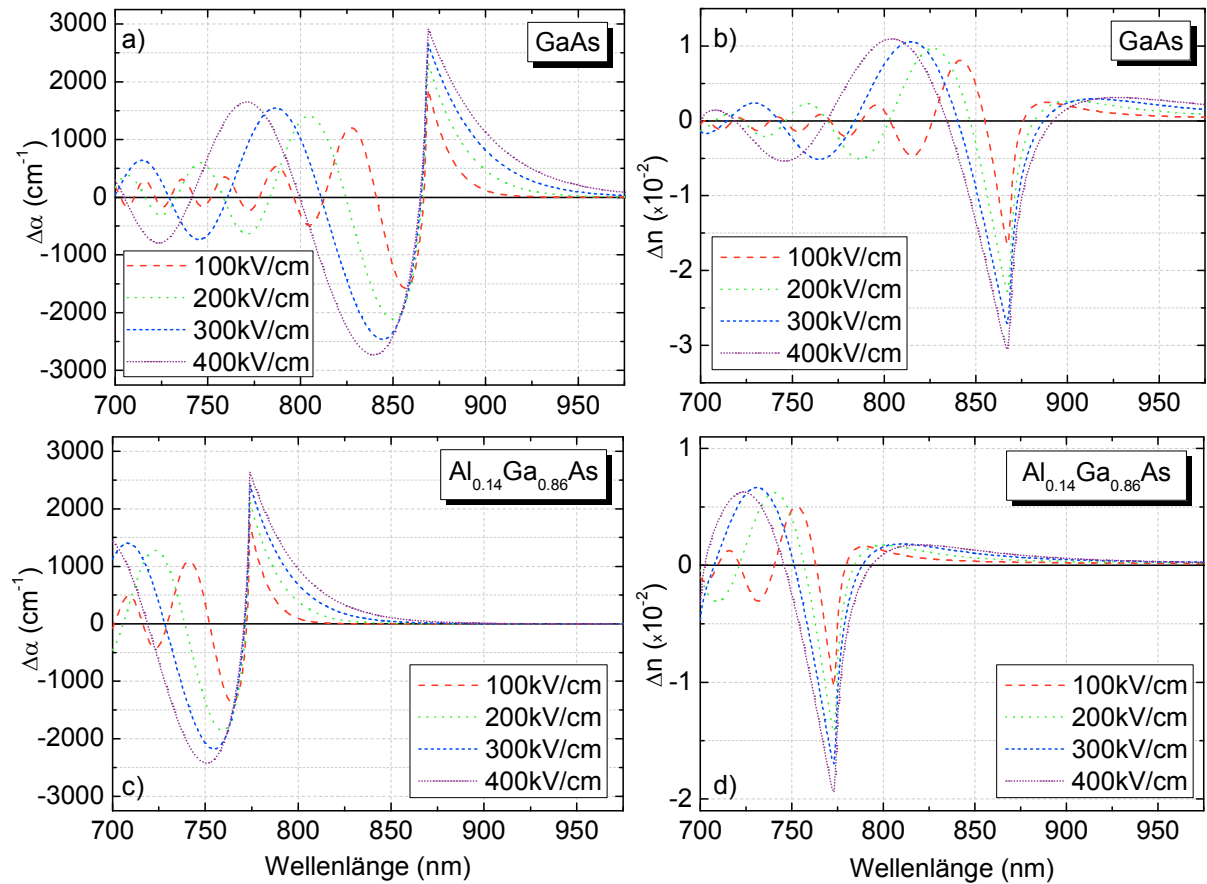


Abbildung 2.6: Simulation der Änderung der Absorptionskoeffizienten und des Brechungsindex homogener Schichten aus GaAs und  $\text{Al}_{0,14}\text{Ga}_{0,86}\text{As}$  für unterschiedliche elektrische Feldstärken in Abhängigkeit der Wellenlänge

Bedeutend ist für eine Funktion des Modulators im Arbeitspunkt von 0V ist, dass die Absorption abhängig vom E-Feld nicht nur zu- sondern auch abnehmen kann, und somit eine Modulation grundsätzlich auch in diesem Arbeitspunkt möglich ist. Beispielsweise nimmt in GaAs die Absorption bei geringem E-Feld für eine einfallende Wellenlänge von 830 nm zu (Abbildung 2.6a). Mit zunehmender elektrischer Feldstärke nimmt die Absorption geringere Werte an als in feldfreiem Material. Beispielsweise verschieben sich für das ternäre Material  $\text{Al}_{0,14}\text{Ga}_{0,86}\text{As}$  die Absorptions- und Brechungsindexverläufe hin zu kleineren Wellenlängen; die Absorptionsänderung des  $\text{Al}_{0,14}\text{Ga}_{0,86}\text{As}$  verhält sich jedoch qualitativ ähnlich zu der von GaAs. Die Höhe der Absorptions- und Brechungsindexänderung nimmt mit zunehmendem Al-Gehalt ab.

Diese Zusammenhänge liegen den numerischen Berechnungen für das Schichtdesign des in dieser Arbeit entwickelten REOTs zugrunde. Mit Hilfe der Transfer-Matrix-Methode können

nach [52] die Transmissions- und Reflektionsspektren simuliert und basierend auf den Ergebnissen der Modulator entwickelt werden (vgl. Kapitel 3.2).

Eine Charakterisierung des EAMs erfolgt anhand von Kenngrößen, die im Folgenden definiert werden.

## 2.2.4 Modulatorkenngrößen

Der Modulator wird in dieser Arbeit durch die Größen „Reflektivität“, „Modulationskontrast“ bzw. „-effizienz“ beschrieben. Zudem werden die für die Hochfrequenzeigenschaften wichtigen elektrischen Zusammenhänge im Modulator untersucht und eine Grenzfrequenz des Modulators definiert. Die Größen „Linearität“ und „Rauschen“ werden nicht auf Bauteilebene, aber über eine Analyse zum dynamischen Bereich des Übertragungssystems mit Modulator (vgl. Kap. 2.4) mit bewertet. Weitere Größen wie „Temperaturabhängigkeit“ und „Sättigung“ werden in dieser Arbeit nicht betrachtet.

Ein EAM ist ein passives Bauelement, dessen Reflektivität  $R_{Mod}$  definiert ist als Verhältnis aus eingestrahelter optischer Leistung  $P_{opt,in}$  und reflektierter optischer Ausgangsleistung  $P_{opt,out}$  an der Oberfläche des Modulators. Die Absorption und damit die optische Ausgangsleistung hängt exponentiell mit der Spannungsänderung zusammen (Extinktion, Abbildung 2.4b), die für den DC-Fall definiert ist als [8]:

$$R_{Mod}(U_{Mod}) = \frac{P_{opt,out}(U_{Mod})}{P_{opt,in}} = R_0 e^{-2d_{FP}\alpha(U_{Mod})}. \quad (2.12)$$

Die Grundreflektivität  $R_0$ , mit  $1 \geq R_0 \geq 0$  ( $[R_0] = 1; [R_{0,dB}] = dB$ ) beschreibt die Reflektivität des Modulators beschaltet im Leerlauf. Dabei sind  $d_{FP}$  die Dicke der FP-Resonators und  $\alpha(U_{Mod})$  die feldabhängige Absorption des Resonatormaterials.

Für jeden Punkt der Modulatorkennlinie (vgl. Abbildung 2.4b) kann die Modulationseffizienz  $E_{Mod}$  des Modulators an einem bestimmten AP aus dem Verhältnis der Änderung der Reflektivität  $R_{Mod}$  entsprechend der Änderung der am Modulator angelegten Spannung  $U_{Mod}$  definiert werden durch:

$$E_{Mod} = \left. \frac{dR_{Mod}(U_{Mod})}{dU_{Mod}} \right|_{AP}. \quad (2.13)$$

Um eine möglichst große Signalleistung übertragen zu können, wird der Modulator in einem Arbeitspunkt großer Modulationseffizienz betrieben. Für das Verhältnis der sich aus der Spannungsänderung ergebenden maximalen Änderung der Reflektivität ist das Kontrastverhältnis  $K_{Mod,dB}$  ( $[K_{Mod,dB}] = dB$ ) definiert als:



$$K_{Mod,dB} = 10 \cdot \log \left( \frac{R_0}{R_{Mod}(U_{Mod})} \right). \quad (2.14)$$

Das dynamische Verhalten des Modulators wird zum einen von der Spannungsamplitude des elektrischen Feldes am Modulator zum anderen nach dem Abschalten des elektrischen Feldes von der Verweildauer der Excitonen in ihrem Energiezustand bestimmt. Im Falle des FKE liegt die Zeit der Verweildauer der Excitonen bei wenigen Pikosekunden und erlaubt theoretisch Frequenzen im Bereich von mehreren hundert GHz [77]. Der Frequenzgang des REAM im Bereich weniger GHz ist damit nicht von diesem Effekt abhängig. Ausschlaggebend ist demnach die Zeitabhängigkeit der Spannungsamplitude bzw. das elektrische Feld in der intrinsischen Schicht des Modulators. In Abbildung 2.7 ist ein vereinfachtes Kleinsignalersatzschaltbild des Modulators dargestellt.

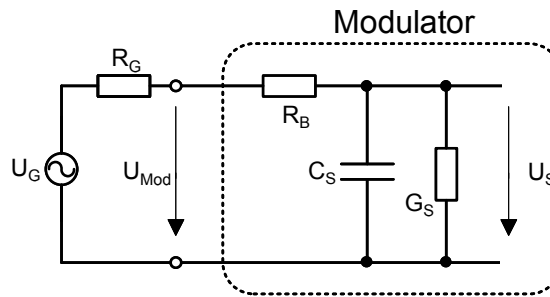


Abbildung 2.7: Kleinsignalersatzschaltbild eines reflektiven EAMs (gestrichelter Bereich) angeschlossen an eine Signalquelle.

Der Modulator wird als eine Parallelschaltung der Sperrschichtkapazität  $C_S$  und dem Leitwert der Sperrschicht  $G_S$  in Reihe mit einem Bahnwiderstand  $R_B$ , mit dem die Kontaktwiderstände und die Widerstände der p- und n-dotierten Gebiete zusammenfasst werden, angenommen. An den Eingang des Modulators ist ein Signalgenerator oder Verstärker mit dem Innenwiderstand  $R_G$  angeschlossen.

Die Sperrschichtkapazität  $C_S$  ergibt sich aus der allgemein bekannten Beziehung

$$C_S = \frac{\epsilon_0 \epsilon_{r,HF,AlGaAs} A}{d}, \quad (2.15)$$

wobei  $A$  die Querschnittsfläche der Sperrschicht und  $d$  die Dicke der Raumladungszone darstellen. Dabei wird für  $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$  für Berechnungen der Grenzfrequenz die dynamische Permittivitätszahl  $\epsilon_{r,HF,AlGaAs}$  nach [62] verwendet. Die 3dB-Grenzfrequenz, die als die Frequenz definiert ist, bei der die HF-Signalamplitude am Modulator auf  $1/\sqrt{2}$  abnimmt, ergibt sich nach Abbildung 2.7 für den Modulator zu:

$$f_{Mod,3dB} = \frac{1 + G_S (R_G + R_B)}{2\pi C_S (R_G + R_B)}. \quad (2.16)$$

Die 3dB-Grenzfrequenz wird insbesondere durch die Kapazität bestimmt, die sich als Sperrschichtkapazität  $C_S$  über der intrinsischen Schicht ausbildet. Ist diese groß, so reduziert sich die Grenzfrequenz. Umgekehrt verhält es sich mit dem Leitwert der Sperrschicht. Dieser ist abhängig von der Menge des absorbierten Lichtes.

Durch die Einstrahlung einer konstanten optischen Leistung werden durch Absorption im Material freie Ladungsträgerpaare generiert. Es entsteht einhergehend mit der Elektroabsorption durch die Ladungsträgergeneration ein Photostrom  $I_{Mod,Ph}$ . Dieser kann bei hohen optischen Leistungen zusammen mit einer großen Vorspannung die Eigenschaften des Modulators beeinflussen, indem er das maximal mögliche E-Feld begrenzt. Mit zunehmender optischer Eingangsleistung vergrößert sich durch die Generation von Ladungsträgern demnach der Leitwert  $G_S = dI_S/dU_S$ . Nach Gleichung (2.16) erhöht sich mit größerer eingestrahlter optischer Leistung auch der Leitwert  $G_S$  und damit auch die Grenzfrequenz des Modulators.

Die Grenzfrequenz des Modulators wird in einem Übertragungssystem untersucht, in dem eine Photodiode mit bekannten Eigenschaften und deutlich höherer Grenzfrequenz im Vergleich zum Modulator das modulierte optische Signal in ein elektrisches Signal wandelt. Da sowohl das Eingangssignal des Modulators als auch das Ausgangssignal der PD elektrisch sind, ist es sinnvoll, eine Charakterisierung des Modulators auf Basis der elektrischen Größen vorzunehmen. Für den Modulator wird daher eine HF-Einfügedämpfung  $D_{HF}$  ( $[D_{HF}] = dB$ ) definiert, bei der die HF-Leistung der PD am Ende der Übertragungsstrecke  $P_{el,out,HF}$  (gemessen wird in einem System mit einer Impedanz von  $50 \Omega$ ) zur elektrischen Hochfrequenzleistung am Modulator  $P_{el,in,HF}$  am Anfang der Übertragungsstrecke ins Verhältnis gesetzt werden [51]:

$$D_{HF} = 10 \cdot \log \left( \frac{P_{el,out,HF}}{P_{el,in,HF}} \right). \quad (2.17)$$

### 2.3 Multimodenfasertechnologie

Optische Fasern sind Wellenleiter aus einem dielektrischen Material, das zumeist aus hochtransparentem (Quarz-)Glas (GOF, Glass Optical Fiber) oder Polymer (POF, Polymer Optical Fiber) besteht, und ermöglichen eine Führung von optischen Signalen. Die Eigenschaften der Multimodenfasern (MMF) werden nachfolgend in geometrieabhängige und materialabhängige Größen unterteilt und beschrieben.

### 2.3.1 Geometrieabhängige Faserparameter

Die dielektrischen Fasern bestehen aus einem Fasermantel und einem Faserkern, in dem die optische Welle geführt wird. Die optische Welle ist in diesem Medium ausbreitungsfähig und kann durch Totalreflexion, die durch einen Brechzahlunterschied des Kerns zum Mantel einer optischen Faser für bestimmte Einstrahlwinkel erzielt werden kann, in der Faser geführt werden. Optische Fasern unterscheiden sich in erster Linie durch die unterschiedlichen Querschnittsmaße des Faserkerns. Die Dicke des Mantels ist für die Übertragungscharakteristik weniger bedeutend. In MMF können aufgrund eines großen Faserkerndurchmessers viele Moden geführt werden. Eine Mode ist eine Lösung der elektromagnetischen Wellengleichung der entsprechenden Faser bzw. die Strahlengruppe, deren Wellenfronten sich konstruktiv überlagern. In einer mehrmodigen Faser bestimmt ein stufiges oder gradientenförmiges Profil des Brechungsindex in der Faser den Strahlenverlauf der einzelnen Moden. Dabei werden die Strahlen in einer Stufenindex-MMF (SI-MMF) am Übergang zwischen Kern und Mantel totalreflektiert, in Gradientenindex-MMF (GI-MMF) werden die Strahlen kontinuierlich gebrochen und damit im Kernbereich geführt. Abbildung 2.8 zeigt die Aufbauten, Querschnitte und Strahlenverläufe von Stufenindex- und Gradientenindexfasern mit ihren entsprechenden Brechungsindexprofilen.

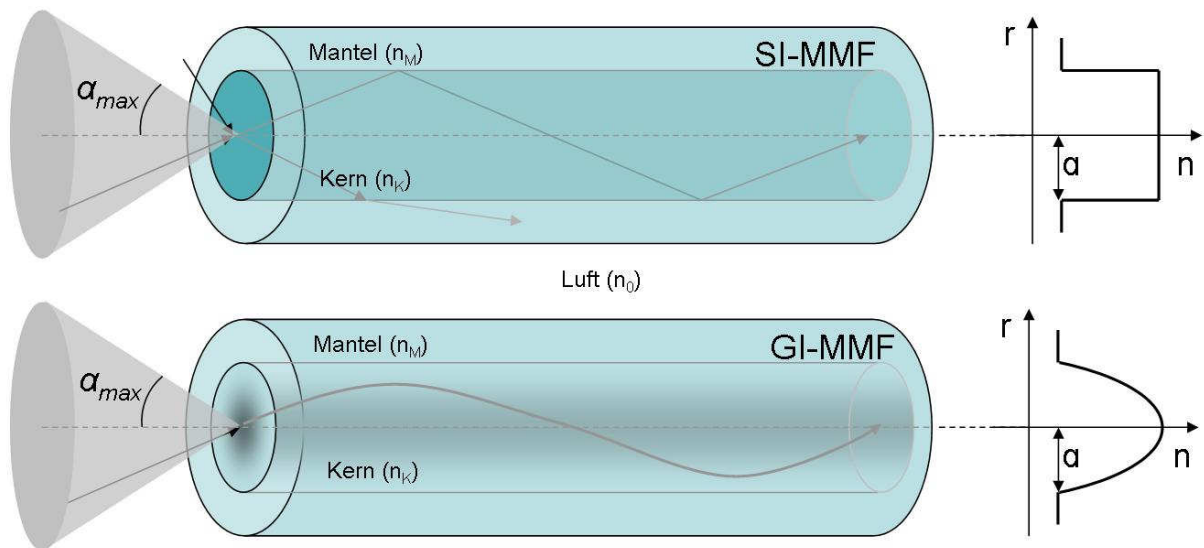


Abbildung 2.8: SI- und GI-Multimodefaser mit Strahlenverlauf und Brechungsindexprofil; der Kegel zeigt die numerische Apertur der Faser

Basierend auf dem Snellius'schen Brechungsgesetz [61], das den Übergang einer Welle zwischen zwei optisch transparenten Medien mit unterschiedlichen Brechungsindizes beschreibt, ergibt sich für beide Faserarten ein maximaler Einstrahlwinkel  $\alpha_{max}$  für eine Totalreflexion in der Faser bei zentraler Einkopplung aus dem Medium Luft mit dem Brechungsindex  $n_0$  im Fasermittelpunkt über die Beziehung:

$$\alpha_{\max} = \frac{1}{n_0} \arcsin(NA), \quad (2.18)$$

mit  $NA = \sqrt{n_K^2 - n_M^2}$ .

Das Argument des Arkussinus wird als Numerische Apertur (NA) der Faser bezeichnet und ist, wie auch der Brechungsindex, dimensionslos. Beide Fasern unterscheiden sich im Brechungsindexprofil. Das Profil einer SI-MMF ist stufenförmig, wobei zur Lichtführung der Kernbrechungsindex  $n_K$  größer ist als der Brechungsindex des Mantels  $n_M$ . Demgegenüber weist der Brechungsindex der GI-MMF zwischen Kernmittelpunkt und Mantel einen parabolischen Gradienten auf. Der Verlauf des Gradienten wird beschrieben durch [61]:

$$n(r) = \begin{cases} n_K \sqrt{1 - 2\Lambda (r/a)^{\alpha'}} & \text{für } |r| \leq a \\ n_M & \text{für } |r| > a, \end{cases} \quad (2.19)$$

mit  $\Lambda = \frac{n_K^2 - n_M^2}{2n_K^2}$ ,

wobei  $\alpha'$  den Exponenten des Brechungsindexprofils darstellt.

Durch die unterschiedlichen Weglängen und dadurch Ausbreitungsgeschwindigkeiten einzelner Moden entlang der Faserachse in SI-MMF kommt es zu vergleichsweise großen Laufzeitdifferenzen, der so genannten Modendispersion. Um diese zu reduzieren, werden Fasern mit Gradientenindexprofil verwendet. Ist das Brechzahlprofil entsprechend dimensioniert ( $\alpha' \approx 2$ ) kann diese Modendispersion im Vergleich zu SI-MMF um etwa drei Größenordnungen bis auf etwa  $10\text{--}100\text{ ps}/(\text{km} \cdot \text{nm})$  bei GI-MMF mit einem Kerndurchmesser von  $50\text{ }\mu\text{m}$  verringert werden [61].

### 2.3.2 Materialabhängige Faserparameter

Neben den zuvor beschriebenen geometrischen Eigenschaften unterscheiden sich MMF auch durch ihr Material. Dieses beeinflusst im Wesentlichen die Dämpfung des optischen Signals durch Absorption und Streuung.

In Abbildung 2.9 ist die Materialdämpfung für verschiedene Fasermaterialien in Abhängigkeit der Wellenlänge aufgetragen. Für den in dieser Arbeit verwendeten Bereich von  $850\text{ nm}$  kann für die GOF beispielsweise eine Dämpfung von unter  $2\text{ dB/km}$  angenommen werden. Sie ist die derzeit am meisten bereits installierte MMF. Die Dämpfung von Standard POF, welche im Kern im Allgemeinen aus reinem Polymethylmethacrylat (PMMA) besteht, liegt in dem Wellenlängenbereich weit über  $1000\text{ dB/km}$ . Aufgrund der vergleichsweise großen minimalen Dämpfung von  $90\text{ dB/km}$  bis  $150\text{ dB/km}$  im Wellenlängenbereich zwischen  $400\text{ nm}$  und  $650\text{ nm}$  werden Standard PMMA-POF daher meist für kurze digitale Übertragungsstrecken

< 50 m in der InHaus-LAN-Verkabelung eingesetzt [E3]. Jedoch können POF durch Zugabe von Fluor im Herstellungsprozess des Kerns eine Dämpfung von unter 30 dB/km erreichen und sind derzeit als GI-POF mit Kerndurchmessern von 50  $\mu\text{m}$  bzw. 200  $\mu\text{m}$  erhältlich. Die perfluorierte GI-POF (PF-GI-POF) hat zwischen 600 nm und 1360 nm einen sehr breiten Bereich mit vergleichsweise geringer Dämpfung und ist daher sowohl für sichtbare aber auch nahinfrarote Wellenlängen, bei denen kostengünstige optoelektronische Komponenten verfügbar sind, leicht einsetzbar. Sie ist durch die Polymerstruktur im Vergleich zu GOF robust gegenüber mechanischen Einflüssen.

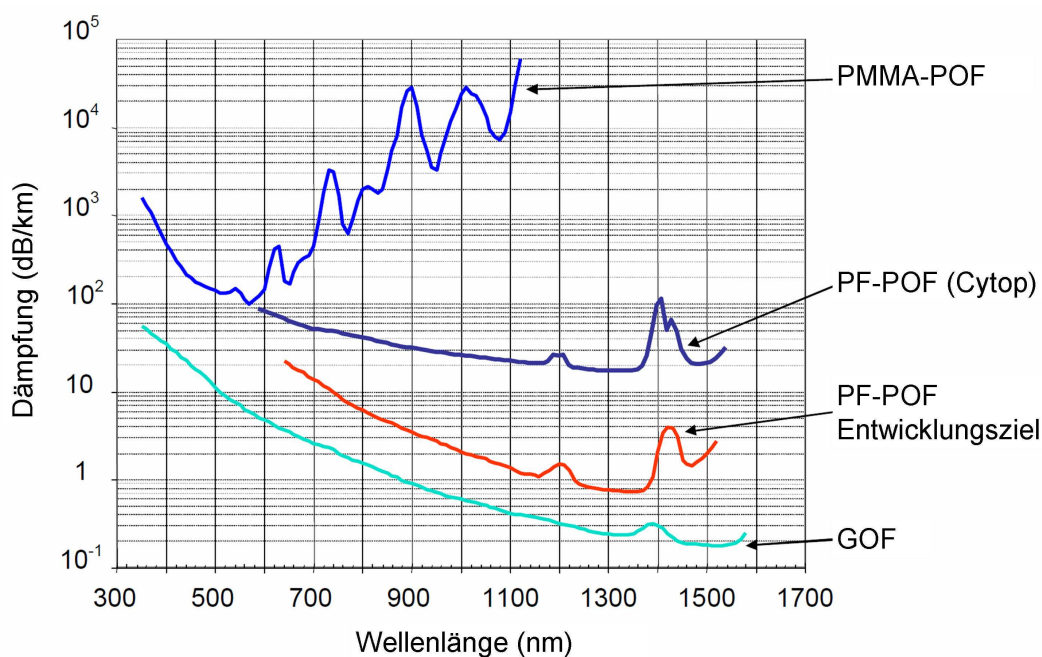


Abbildung 2.9: Materialdämpfung in Abhängigkeit der Wellenlänge für verschiedene Fasertypen [29][64]

Insgesamt betrachtet sind MMF aus Polymer und Glas mit Kerndurchmessern von 62,5  $\mu\text{m}$  für faseroptische Übertragungen von Signalen im GHz-Bereich über Strecken von < 1 km geeignet. Beispielsweise wurde im Jahr 2009 ein neuer Standard nach TIA TR42.12 für die Übertragung digitaler Daten mit Datenraten von 40 Gbit/s und 100 Gbit/s Ethernet mit MMF hoher Güte und einer Länge von 125 Metern verabschiedet. Die Übertragung von Funksignalen mit Trägerfrequenzen von bis zu 4 GHz über einen optischen Link unter Vollanregung ist für eine MMF nach OM4-Standard für Längen bis etwa 500 m mit konventioneller IM-DD mit einem Sender bzw. Modulator und einem Empfänger möglich [65]. Nicht zuletzt wird dieses dadurch deutlich, dass diese Fasern Bestandteil der derzeit aktuellen Spezifikationen für faseroptische Wellenleiter ANSI/TIA492 [66] sowie des Ethernet-Standards IEEE 802.3z [11][13] sind. Auch aus diesem Grund werden in dieser Arbeit Fasern mit einem Kerndurchmesser von 62,5  $\mu\text{m}$  aus Glas und auch Polymer jeweils mit Gradientenindexprofil verwendet.

## 2.4 Störungsfreier Dynamikbereich (SFDR) analoger faseroptischer Links (AFL)

Bei der Übertragung von analogen Signalen - unabhängig davon, ob die Signale über ein elektrisches oder optisches System übertragen werden - gibt es besondere Anforderungen an die Übertragungseigenschaften und -qualität. Ziel bei der analogen Übertragung ist es, die Signale möglichst verlust- und verzerrungsfrei, d.h. idealerweise am elektrischen Ausgang gleich wie am elektrischen Eingang der Übertragungsstrecke, zu übertragen, wobei diese Übertragungsstrecke als elektrisches Zweitor betrachtet werden kann. Ähnlich der aus der elektrischen Hochfrequenztechnik stammenden Charakterisierung von elektrischen Zweitoren kann ein analoger optischer Link mit Sender, Übertragungsmedium und Empfänger und damit unabhängig vom internen Verhalten des AFL charakterisiert und beschrieben werden [8]. Zur Bestimmung des störungsfreien dynamischen Verhaltens eines Übertragungssystems wird verbreitet das Maß des Spurious-Free-Dynamic-Range (SFDR, verzerrungsfreier Dynamikbereich) verwendet. Nichtlinearitäten im Übertragungskanal führen dazu, dass bei der Übertragung von hochfrequenten Signalen so genannte Harmonische Verzerrung (HD, harmonic distortion) bzw. Intermodulationsprodukte (IMD, intermodulation distortion) entstehen. Besonders bei Mehrträgersignalen, z.B. bei der Übertragung von modernen breitbandigen Funksignalen, sind vor allem die IMD 3. Ordnung (IMD3) nachteilig, da sich durch Nichtlinearitäten erzeugte Intermodulationsprodukte der einzelnen Unterträger überlagern und daher einander stören können.

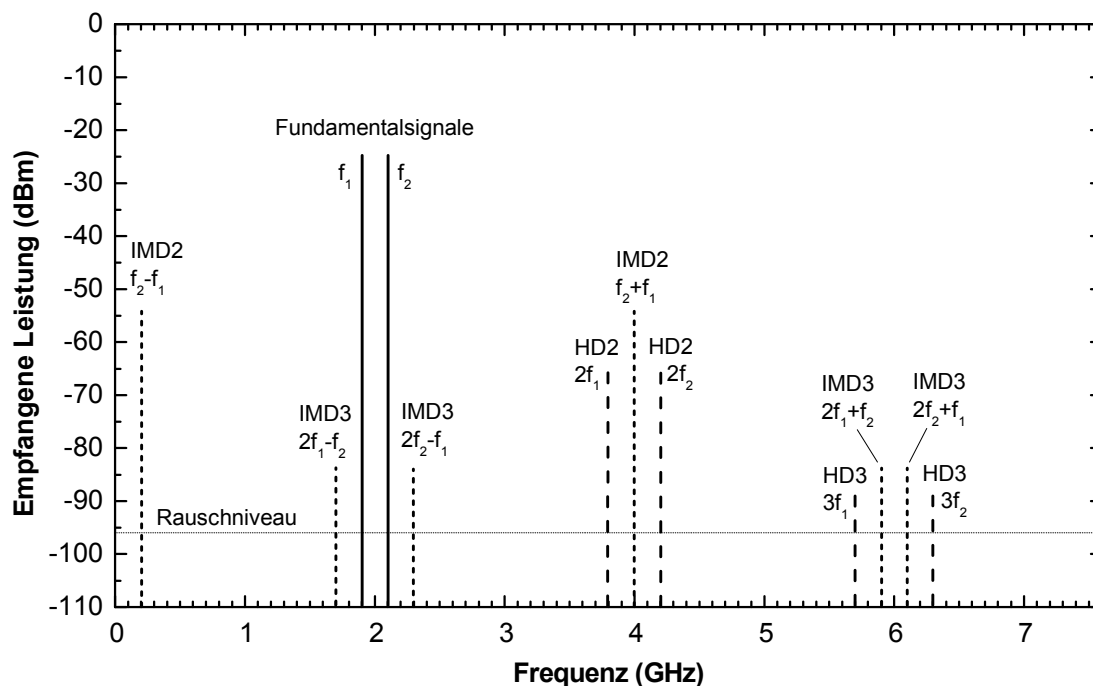


Abbildung 2.10: Typisches Leistungsdichtespektrum eines empfangenen Signals eines nichtlinearen AFL unter Anregung zweier sinusförmiger Fundamentalfrequenzen von 1,9 GHz und 2,1 GHz (Bsp.: Bei eingetragter elektrischer Leistung von jeweils 0 dBm ergibt sich hier eine HF-Einfügedämpfung von 25 dB)

In Abbildung 2.10 ist ein typisches Ausgangsspektrum eines nichtlinearen AFLs mit zwei Fundamenteingangsfrequenzen hoher Leistung dargestellt.

Neben den übertragenen Fundamentalsignalen werden Harmonische und Mischfrequenzen (IMD, inter-modulation distortion) aus. Es wird deutlich, dass sich die IMD 3. Ordnung (für  $f_2 - f_1 \ll f_2$ ) nahe den Fundamentalsignalen befinden und sich diese bei geringer Differenz der anregenden Signale oder breiterem Spektrum überlagern.

Zur Bewertung eines AFLs wird demnach im Folgenden die Größe des verzerrungsfreien Dynamikbereiches (SFDR, spurious-free dynamic range) definiert. Dabei werden die spektralen Leistungsdichten der Fundamentalsignale mit Berücksichtigung der HF-Einfügedämpfung, der Intermodulationsprodukte und der spektralen Rauschleistungsdichte (Rauschniveau/Rauschleistung) miteinander in Bezug gebracht. Die Definition des SFDR ist in Abbildung 2.11 graphisch dargestellt.

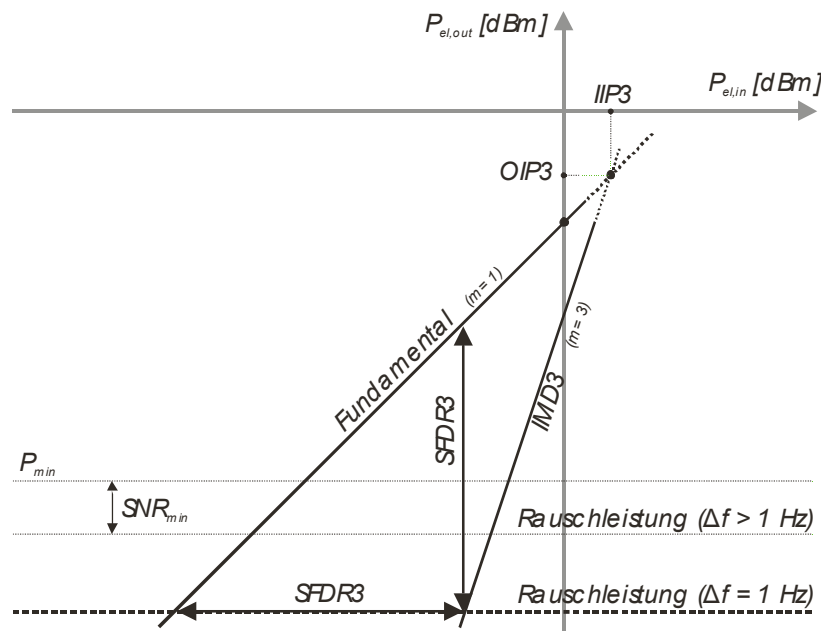


Abbildung 2.11: Eingangs- gegen Ausgangsleistung eines AFL für die Fundamental- und Intermodulationsanteile 3. Ordnung mit Definition des SFDR3 und Dynamikbereichs, sowie der OIP3 und IIP3 Schnittpunkte

Das Rauschniveau stellt die untere Grenze der übertragbaren bzw. detektierbaren Signale dar und ist außer von der Rauschleistungsdichte der Komponenten des Übertragungssystems auch abhängig von der betrachteten bzw. zu übertragenden Bandbreite. Die Differenz zwischen Signal- und dem Rauschleistungsdichte wird als Signal-Rausch-Verhältnis (SNR) definiert. Die Obergrenze der übertragbaren Signalleistung wird dabei, wenn nicht durch die Leistungsbegrenzung der Bauteile, durch das nichtlineare Verhalten der optoelektronischen Bauteile, insbesondere des Senders und damit des Modulators des REOTs im AFL bestimmt.

Der SFDR wird in der Einheit  $dB$  angegeben und auf das gemessene Rauschniveau bei einer bestimmten Messbandbreite (RBW, resolution bandwidth) bezogen; in dieser Arbeit liegt

diese, falls nicht anders angegeben, bei  $1\text{ Hz}$ . Für den SFDR<sub>3</sub> wird bei  $\Delta f = 1\text{ Hz}$  als Einheit  $\text{dB}\cdot\text{Hz}^{2/3}$  definiert.

Die Ausgangsleistung der Fundamentalsignale ist dabei näherungsweise proportional zur Leistung des Eingangssignals. Für die IMD3 Signale ist dieser Zusammenhang kubisch. Der IIP3 bzw. OIP3 gibt jeweils die Eingangs-  $P_{el,in}$  bzw. Ausgangsleistung  $P_{el,out}$  an, bei der die Fundamentalsignale und die Intermodulationsanteile gleich groß werden:

$$OIP3 = P_{el,out} (P_{Fundamental} = P_{IMD3}), \quad (2.20)$$

$$IIP3 = P_{el,in} (P_{Fundamental} = P_{IMD3}).$$

Die beiden Größen unterscheiden sich durch die HF-Einfügedämpfung  $D_{HF}$ :

$$IIP3 = OIP3 + D_{HF}. \quad (2.21)$$

Abhängig von den Parametern der HF-Einfügedämpfung, des Rauschniveaus des AFL und der Schnittpunkte der Graden für die Übertragung der Fundamentalsignale und der IMD3 Anteile kann der SFDR analytisch bestimmt werden. Wie bei der graphischen Bestimmung muss dieses Ergebnis stets auf die betrachtete Messbandbreite bezogen werden. Der SFDR<sub>3</sub> ergibt sich rechnerisch aus der folgenden Beziehung mit  $k_B$  als Boltzmann-Konstante,  $T$  als Temperatur in K,  $D_{HF}$  in dB,  $g$  als Verstärkungsfaktor [50][85] zu:

$$SFDR3[\text{dB}\cdot\text{Hz}^{2/3}] = \frac{2}{3} (k_B T + OIP3 + D_{HF} - NF) \text{ mit} \quad (2.22)$$

$$NF = 10 \log \left( \frac{\langle N_{out} \rangle}{k_B T g} \right), \quad (2.23)$$

$NF$  beschreibt das Rauschniveau in dB, wobei  $N_{out}$  die gesamte spektrale Rauschleistungsdichte am Ausgang des Links angibt.

Je größer der SFDR ist, desto größer ist die Übertragungsqualität für breitbandige Übertragungen und die Möglichkeit zur Verwendung höherwertiger Modulationsverfahren. Diese werden im folgenden Unterkapitel vorgestellt.

## 2.5 Modulationsverfahren für optische Signalübertragung

Für die optische Datenübermittlung können neben binären Modulationsverfahren, die sehr viel Bandbreite eines Übertragungskanals belegen und damit spektral vergleichsweise ineffi-



zient sind, auch höherwertige Modulationsverfahren mit hoher spektraler „Biteffizienz“ verwendet werden [E3]. Diese Modulationsverfahren nutzen zumeist effiziente Technologien mit digitaler Signalprozessierung (DSP), die bereits in Datenübertragungstechnologien über elektrische Leitungen wie ISDN, xDSL und Powerline mit geringer Bandbreite sowie über schmalbandige Funkkanäle eingesetzt werden. Auch optische Übertragungssysteme sind bandbreitebegrenzt, so dass diese Techniken auch in optischen Systemen zur effizienten Nutzung der verfügbaren Bandbreite genutzt und entsprechend adaptiert werden.

Ausgehend von vergleichsweise einfachen digitalen Modulationstechniken im Basisband (d.h. ohne eine Trägerfrequenz), die in dieser Arbeit nicht wichtig sind und daher nur kurz erwähnt werden, werden die wesentlichen technischen Zusammenhänge von effizienten digitalen Modulationsverfahren mit DSP beschrieben. Die damit verbundenen Vorteile für die Übertragungstechnik in MMF-Systemen werden abgeleitet und auf das in dieser Arbeit verwendete HF-Übertragungssystem projiziert. Abschließend werden die Messgrößen, mit denen digitale Datenlinks bewertet werden können, erläutert.

### 2.5.1 Basisbandübertragung und einfache Modulationstechniken

Bei der Datenübertragung über optische Fasern wurden bis vor wenigen Jahren fast ausschließlich Modulationsarten beispielsweise mit Binärcodierung der optischen Leistung im Basisband verwendet. Modulationsarten wie „Intensitätsmodulation“ (ASK, amplitude-shift-keying; s. Abbildung 2.12a) wie „NRZ“ (non-return-to-zero, gleichbedeutend mit On-Off-Keying (OOK)), „RZ“ (return-to-zero) sowie „Manchester-Codierung“ treten dabei besonders häufig auf. Diese Modulationsarten besitzen allerdings eine geringe spektrale Effizienz, d.h. das Verhältnis Bit/s/Hz ist vergleichsweise klein. Die Übertragung benötigt daher eine besonders große Bandbreite [86][87].

Im Funkbereich können Daten ausschließlich mittels eines abstrahlungsfähigen analogen hochfrequenten Trägersignals, wie z.B. bei WLAN 802.11g, oder in Form von kurzen (DC-freien) Pulsen, wie z.B. der UWB-Technologie (ultra-wide-band), übertragen werden. Da ein hochfrequentes Trägersignal verwendet wird, spricht man nicht mehr von einer Basisbandübertragung. Das Datensignal mit einer spezifischen Bandbreite wird dabei auf das Trägersignal aufmoduliert und über den Kanal übertragen. Diese Übertragung kann dann sowohl kabelgebunden als auch über einen Funkkanal erfolgen. Dabei können jedoch auch binäre Verfahren wie z.B. das OOK zusammen mit dem Trägersignal verwendet werden [80]. Für heute übliche Funkübertragungen haben sich allerdings effizientere Modulationsverfahren, die über „intelligente“ Elektronik sich gegebenenfalls den Kanalgegebenheiten anpassen können, mit höherer spektraler Datenrate etabliert [86].

## 2.5.2 Erweiterte Modulationstechniken und OFDM

Im Vergleich zu binären Modulationsverfahren, die seit langem bereits für digitale faseroptische Übertragung verwendet werden, können wie in der elektrischen und kabellosen Übertragungstechnik in optischen Übertragungssystemen auch hochentwickelte effiziente Modulationsverfahren eingesetzt werden. Dazu gehören im Basisband z.B. die Mehrstufen-Amplituden-Modulation (4-PAM, 4-Pulse-Amplitude-Modulation, 8-PAM [86]). Dabei wird der Signalpegel, respektive die optische Leistung, nicht nur mit zwei Stufen (OOK), sondern vielstufig verwendet und nutzt die verfügbare Bandbreite und Signalstärke des Links effektiver aus. Die für die Übertragung benötigte Signalbandbreite ist dabei geringer, jedoch steigen die Anforderungen an die Linearität und Güte der Bauteile und des gesamten Links [E3]. Zudem ist für die Signalverarbeitung erhöhter Schaltungsaufwand notwendig.

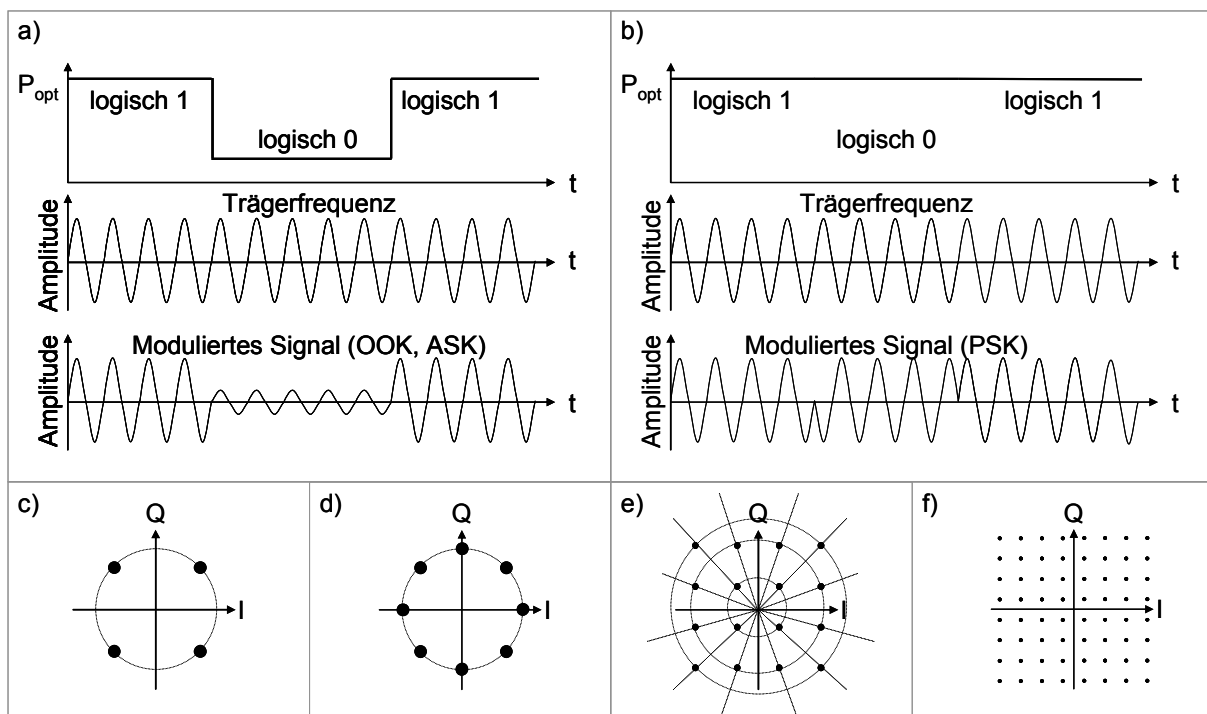


Abbildung 2.12: Signal im Zeitbereich: (a) ASK, (b) PSK, und Konstellationsdiagramme der Modulationsverfahren: (c) 4PSK, (d) 8PSK, (e) 16QAM, (f) 64QAM

Wird eine Trägerfrequenz übertragen, so kann eine mehrstufige Phasenmodulation (B(2)/Q(4)/8/16-PSK, Binary/Quadrature/8/16-Phase-Shift-Keying) verwendet werden. Die Phasenlage bestimmt dabei den Wert des übertragenden Symbols. 4-PAM und Q-PSK erlauben die Übertragung von 2 Bit/Symbol, 8-PAM und 8-PSK (z.B. GSM-Erweiterung EDGE) jeweils 3 Bit/Symbol, bei einer 16-PSK werden entsprechend 4 Bit/Symbol. Dem Namen nach wird bei der PAM bei gleicher Phasenlage die Amplitude und bei der PSK (Abbildung 2.12b) bei gleicher Amplitude die Phasenlage verändert. Da sich Amplituden- und Phasenmodulation auch überlagern lassen, können diese kombiniert in Form einer QAM (Quadrature-Amplitude-Modulation) genutzt werden. Dabei werden eine mehrstufige Amplituden-

Modulation (Inphase) und eine mehrstufige Phasenmodulation (Quadratur) überlagert. Für eine 16QAM ergeben sich entsprechend zwölf Phasen- und drei Amplitudenzustände des übertragenden Signals (s. Abbildung 2.12e). Die entsprechenden Konstellationsdiagramme sind in Abbildung 2.12c-f dargestellt.

Der Bedarf nach einer effizienten Nutzung der Bandbreite in analogen Systemen wie z.B. Kabelfernsehen (CATV), terrestrischem TV (DVB-T) und bei der kabellosen Signalübertragung hat jedoch dazu geführt, dass bei den genannten Modulationsarten die Daten auf verschiedenen, nahe zusammen liegenden Trägerfrequenzen parallel übertragen werden können; man spricht vom Mehrträger- oder Unterträgerfrequenz-Multiplexverfahren (SCM, SubCarrier-Multiplex). Sind diese Unterträger äquidistant und nahe einer Haupt-Trägerfrequenz spricht man von „orthogonal eingeteilten“ Mehrträgerfrequenz-Multiplexverfahren (OFDM, Orthogonal-Frequency-Division-Multiplex). Reichen die Unterträger bis ins Basisband hinein, spricht man auch von einer diskreten Multitonmodulation (DMT, Discrete-Multitone-Modulation [E3]). Abbildung 2.13 zeigt das Spektrum einer OFDM. Die spektrale Breite ist bei gleicher Anzahl der Träger durch eine Überlagerung der Frequenzbänder deutlich geringer als bei einer Standard-SCM-Übertragung; dieses stellt allerdings auch höhere Anforderungen an die Anordnung der Träger und die Vermeidung der Trägerinterferenz [91].

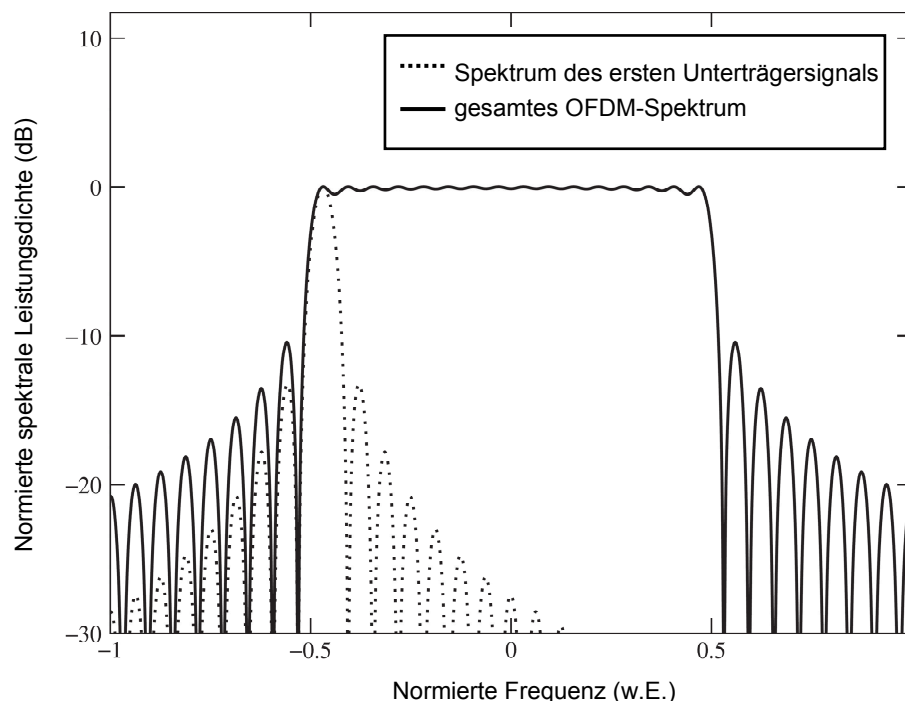


Abbildung 2.13: OFDM Spektrum mit 16 Unterträgern [92]

Auf jeden Unterträger der SCM bzw. OFDM können parallel Signale mit einer zuvor genannten Modulationsart (ASK, PSK, QAM, etc.) aufmoduliert werden. Die Art der Modulation eines jeden Einzelträgers ist von dem zur Verfügung stehenden SNR und der Linearität des Links abhängig. Es besteht prinzipiell die Möglichkeit für jeden Einzelträger eine unter-

schiedliche Modulationsart entsprechend des SNR auszuwählen. In Funksystemen wird dieses jedoch aufgrund der im Vergleich zur Haupt-Trägerfrequenz geringen Bandbreite aller Unterträger, z.B. 20MHz bei WLAN 802.11g, als konstant angenommen. Für kabelgebundene Datenübertragungen kann das gesamte verfügbare Spektrum zur Datenübermittlung genutzt werden. Da der SNR nicht für alle Frequenzen gleich ist, kann eine adaptive SCM über die gesamte Bandbreite mit einer für jeden Unterträger angepassten Modulationsart verwendet werden, um das verfügbare Spektrum optimal zu nutzen [E3].

In optischen Übertragungssystemen wird OFDM erst seit wenigen Jahren als Modulationsmethode zur bandbreiteneffizienten Datenübertragung eingesetzt [97]. Insbesondere sind diese Modulationsarten für bandbreitebegrenzte Systeme interessant. Dieses gilt insbesondere für Funksysteme, da diese meist der Frequenzregulierung unterliegen. MMF-Übertragungssysteme, die in ihrer maximalen Bandbreite im Wesentlichen durch die modale Dispersion der Faser und dadurch bedingte Intersymbolinterferenz begrenzt sind [87], können durch die effiziente Nutzung der Bandbreite mit effizienten Modulationsverfahren deutlich höhere Übertragungsraten erzielen [93][94][95][96][E3]. In Faser-Funk-Systemen, bei denen das Funksignal mit einer auf der HF-Trägerfrequenz bereits enthaltenen Datenmodulation auf die - verglichen mit der Frequenz des HF-Trägers - viel höheren optischen Frequenz übertragen wird, sind seit dem Ende der 1980er Jahre bekannt. Der fundamentale Unterschied zwischen der kabelgebundenen elektrischen Übertragung sowie der Funkübertragung im Vergleich zur optischen Übertragung ist, dass die Bipolarität der elektrischen Signale nicht in gleicher Form auf die optische Leistung, die unipolar und proportional zum Eingangsstrom in aktiven Sendern (wie VCSEL) bzw. proportional zur Eingangsspannung eines EAM ist, übertragen werden kann. Aus diesem Grund muss z.B. ein aktives Sendeelement mit einem Offset in Form eines Biasstroms versorgt werden, um eine mittlere Ausgangsleistung herzustellen. Für extern modulierte optische Links wird die mittlere Leistung von der CW-LD bereitgestellt. Der Modulator benötigt dann nicht zwingend eine Bias-Spannung. Somit kann dieser im Gegensatz zu Systemen mit LDs als passives Element eingesetzt werden. Während bei der Übertragung über elektrische Leiter das E-Feld die Signale trägt und diese kohärent - im Empfänger ist meist ein lokaler Oszillator verbaut - empfangen werden, wird in mehrmodigen optischen Systemen, wie Multimodefaser- und freistrahloptischen Systemen, die Intensität moduliert (IM, Intensitätsmodulation). Die optisch übertragene Leistung wird mit einer direkten Detektion (DD) am Photodetektor entsprechend der Responsivität  $r_{PD}$  (2.3) in ein elektrisches Signal umgewandelt [97]. Dieser Zusammenhang wird für das in dieser Arbeit verwendete System in Abbildung 2.14 im Frequenzbereich dargestellt.

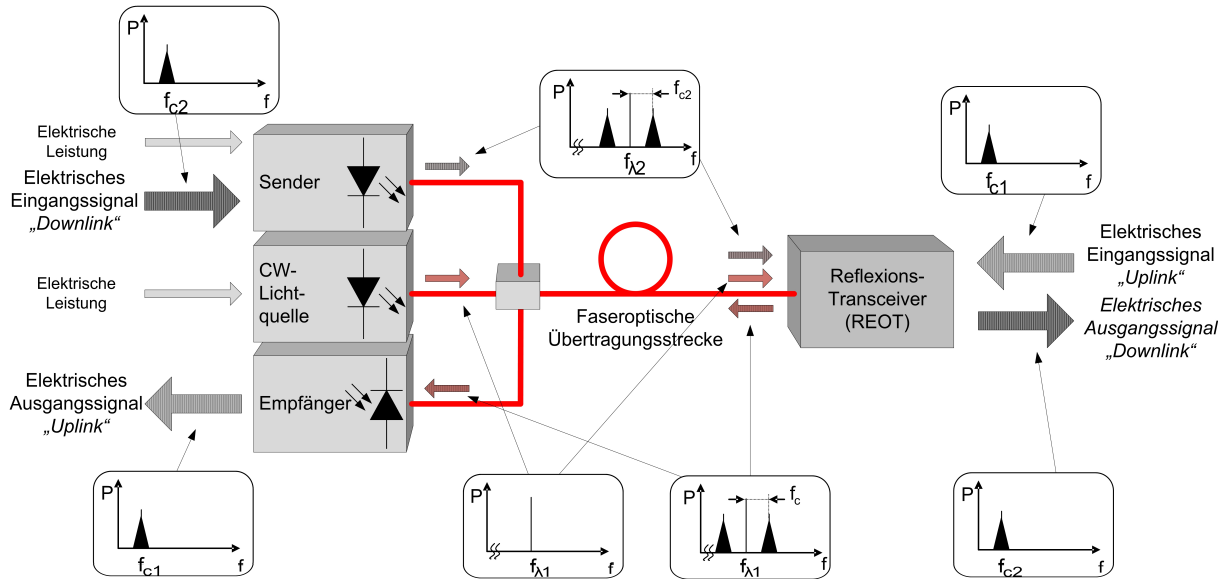


Abbildung 2.14: Spektrale Betrachtung des bidirektionalen faseroptischen Übertragungssystems mit REOT (mit direkt modulierte und extern modulierte Link)

Das optische Signal kann als hochfrequente elektromagnetische Welle mit Trägerfrequenz  $f_{\lambda 1}$  betrachtet werden. Diese wird durch den CW-Sender bereitgestellt. Auf dieses optische Signal wird das Uplink-Datensignal mit Trägerfrequenz  $f_{c1}$  – das Dreieck steht für die Bandbreite des aufmodulierten Datensignals mit möglichen Unterträgern – mittels Modulator aufmoduliert zum Empfänger zurück reflektiert. Das Downlink-Datensignal wird vom aktiven Sender (z.B. in einer Zentralstation) bereitgestellt. Dieser wird direkt moduliert, so dass das optische Signal mit Trägerfrequenz  $f_{\lambda 2}$  bereits das Downlink-Datensignal enthält und von der PD des REOT empfangen wird. Für beide Kanäle arbeiten die Photodioden jeweils als Tiefpassfilter, mit dem die optischen Frequenzen  $f_{\lambda 1}$  und  $f_{\lambda 2}$  herausgefiltert werden. Beispielsweise liegt am Ausgang des Empfängers des Uplinks neben einem DC-Signal das elektrische Uplink-Datensignal mit Trägerfrequenz  $f_{c1}$  an.

### 2.5.3 Messgrößen zur Charakterisierung von Datenlinks

Um analoge Übertragungssysteme zu analysieren, wurde bereits die Form des SFDR eingeführt. Damit ist die Übertragungskapazität des optischen Übertragungssystems abschätzbar.

Digital modulierte Signale können über Bitfehlerraten (BER, Bit-Error-Rate) oder über die entsprechende Vektorfehlergröße (EVM, Error-Vector-Magnitude) bewertet werden und hängen vom SNR ab. Das SNR für digital modulierte Signale mit Inphase- und Quadraturanteilen der Modulation ist definiert als [99]:

$$SNR = \frac{P_{Signal}}{P_{Rauschen}} = \frac{\frac{1}{Y} \sum_{y=1}^Y \left[ (I_y)^2 + (Q_y)^2 \right]}{\frac{1}{Y} \sum_{y=1}^Y \left[ |N_{I,y}|^2 + |N_{Q,y}|^2 \right]}. \quad (2.24)$$

Dabei sind  $I_y$  und  $Q_y$  die Signalamplituden der Inphasen- und Quadratsymbole,  $N_{I,y}$  und  $N_{Q,y}$  die jeweiligen Amplituden des Rauschsignals. Gleichung (2.24) kann für Monte-Carlo-Simulationen verwendet werden, solange die Anzahl der Symbole in einer Symbolfolge  $Y \gg N$ , wobei  $N$  die Anzahl der einzelnen zu übertragenden Symbole darstellt. Entsprechend kann eine für alle übertragenen Symbole mittlere  $EVM_{RMS}$  geschrieben werden, die definiert ist als der quadratische Mittelwert (RMS, Root-Mean-Square) und der jeweiligen Differenzen der idealen zu den tatsächlich übertragenen Symbolen [99]:

$$EVM_{RMS} = \sqrt{\frac{\frac{1}{Y} \sum_{y=1}^Y |I_y - I_{0,y}|^2 + |Q_y - Q_{0,y}|^2}{\frac{1}{X} \sum_{x=1}^X (I_{0,x})^2 + (Q_{0,x})^2}}. \quad (2.25)$$

$I_y$  ist dabei die normierte Inphasenspannung und  $Q_y$  die normalisierte Quadratspannung der gemessenen Werte;  $I_{y,0}$  die normalisierte Inphasenspannung und  $Q_{y,0}$  die normalisierte Quadratspannung der idealen Symbole. In Abbildung 2.15 ist der Fehlervektor eines einzelnen Symbols für eine 16QAM dargestellt. Dieser beschreibt die Richtung und den Abstand des gemessenen Symbols zum idealen Symbol.

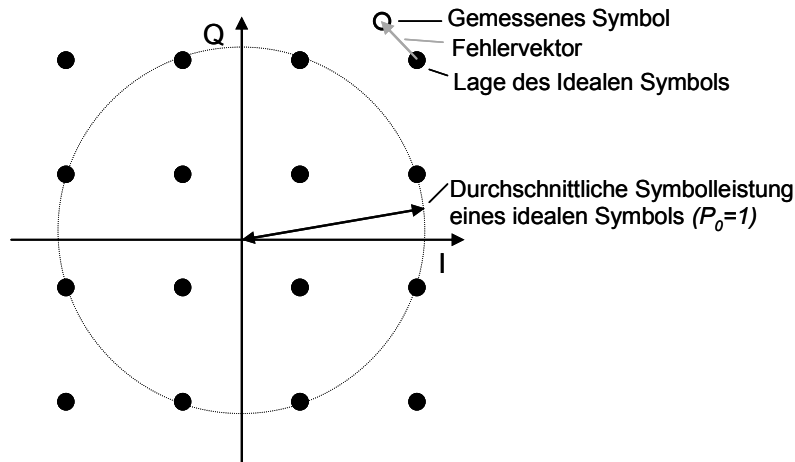


Abbildung 2.15: Definition des EVM-Wertes am Konstellationsdiagramm [90] als Maß für die Güte des analogen Übertragungssystems für eine Anwendung mit dem jeweiligen Standard (s. Tabelle 2.1)

Die EVM ergibt sich als über eine bestimmte Anzahl von Fehlervektoren bestimmter mittlerer Abstand. Die Beziehung zwischen der  $EVM_{RMS}$  und dem  $SNR$  kann unter Annahme dass  $Y \gg N$  näherungsweise geschrieben werden als [99]:

$$SNR \approx \frac{1}{EVM_{RMS}^2}. \quad (2.26)$$

Über die Messung von  $SNR$  und  $EVM$  für verschiedene Modulationsarten und bei verschiedenen Trägerfrequenzen wird der mit dem REAM extern modulierte AFL später charakterisiert. Die resultierende  $BER$  kann über Monte-Carlo-Simulationen nach [99] berechnet werden. Sie ergibt sich aus dem Modulationsindex, welcher der Anzahl der zu übertragenden Symbole entspricht, einer Gauß'schen Fehlerfunktion und der  $EVM_{RMS}$ .

Für die Übertragung von Funksignalen aus den Bereichen LAN (WLAN 802.11 b/g und DPRS) und WAN/Access (GSM900, GSM1800, UMTS) über eine kabelgebundene Strecke gibt Tabelle 2.1 eine Übersicht über die in den jeweiligen Standards festgelegten Anforderungen an die EVM bei den entsprechenden Datenraten, Trägerfrequenzen und Modulationsarten.

Tabelle 2.1: EVM-Anforderungen unterschiedlicher Standards kabelloser LAN- und Access-technologien [98]

FUNKSTANDARD	MODULATION/ MULTIPLEX	TRÄGERFREQUENZ	CHIP- / DATENRATE	GEFORDERTER EVM-WERT
GSM 900	GMSK / TDMA	900 MHz	270.833 kbps	$< 7.0 \%_{RMS}$
DCS1800	GMSK / TDMA	1800 MHz	270.833 kbps	$< 7.0 \%_{RMS}$
DPRS	64QAM / TDMA	1.88 GHz	1.152 Msps	$< 2.6 \%_{RMS}$
UMTS	QPSK / WCDMA	2 GHz	3.84 Mcps	$< 12.5 \%_{RMS}$
WLAN 802.11b	QPSK / DSSS	2.45 GHz	11 Mbps	$< 35 \%_{RMS}$
WLAN 802.11g	64QAM / OFDM	2.45 GHz	54 Mbps	$< 5.6 \%_{RMS}$

Die hier geforderten maximalen EVM-Werte dienen als Bewertungsgrundlage des in dieser Arbeit verwendeten EML mit REOT, der zur Übertragung der hier genannten Funkstandards verwendet wird.

In diesem Kapitel wurden die für diese Arbeit wichtigen Grundlagen der MMF-Übertragungstechnik dargestellt. Dabei wurden die wesentlichen physikalischen Zusammenhänge optoelektronischer Komponenten (Kap. 2.1), der Aufbau und die Technologie vielmögiger optischer Wellenleiter (Kap. 2.3) sowie Analyse- (Kap. 2.4) und Modulationsverfahren (Kap. 2.5) zur faseroptischen Übertragungstechnik diskutiert.

Ein Schwerpunkt liegt dabei auf dem in dieser Arbeit zu entwickelnden REOT mit reflektivem Modulator (Kap. 2.2). Zusammen mit den physikalischen Grundlagen der Photodiode bilden diese die Basis für die simulationsgestützte zielgerichtete Entwicklung und Optimierung des REOTs im folgenden Kapitel 3.

Im letzten Teil dieses Kapitels wurden die wichtigsten Grundlagen verschiedener Modulationstechniken für bandbreitebegrenzte Übertragungssysteme vorgestellt. Sie stellen die Basis der Interpretation der Übertragungsexperimente mit dem AFL mit REOT dar. Zudem wurden die SFDR-Analyse und die EVM-Analyse als international anerkannte Verfahren zur Charakterisierung von analogen faseroptischen Links im Allgemeinen und Übertragungssystemen

mit digital modulierten Daten, wie Faser-Funk-Systemen, eingeführt. Mit diesen Methoden können die Systeme in Kapitel 5 dadurch mit anderen in der Literatur vorgestellten Systemen verglichen sowie die Übertragungsfähigkeit des Links für verschiedene standardisierte Übertragungsverfahren überprüft werden.



## 3

## Design und technologische Realisierung des REOT

In diesem Kapitel werden die Entwicklung und Herstellung eines reflektiven passiven bidirektionalen elektrooptischen Transceivers für Basisstationen in der Multimodefaser-Funk-Übertragungstechnik vorgestellt. Zunächst werden Anforderungen an das Bauelement definiert. Mit numerischen Simulationen basierend auf der Transfer-Matrix-Methode wird der Aufbau des Schichtsystems entsprechend den Anforderungen entwickelt und simulatorisch optimiert. Anschließend wird der zweistufige Herstellungsprozess, der aus der epitaktischen Herstellung der Schichtstruktur und dessen photolithographischen Strukturierung besteht, beschrieben.

### 3.1 Anforderungen und Entwurfskriterien

In dieser Arbeit wird ein Transceiver für Multimodenfaser-Übertragungssysteme mit nur einer MMF entwickelt. Den Zielvorgaben entsprechend soll dieser in erster Linie...

- ... passiv arbeiten, d.h. keinen aktiven Sender wie LD oder LED enthalten, sondern auf Basis eines reflektiven vertikalen EAMs aufgebaut werden.
- ... im Voll-Duplex-Modus arbeiten, d.h. zwei separat kontaktierbare Bauteile zum Senden und Empfangen nutzen.
- ... einfach zu einer GI-MMF mit einem Durchmesser von 62,5  $\mu\text{m}$  zu koppeln sein.
- ... im nahinfraroten Wellenlängenbereich um 850 nm arbeiten, da dieser im ersten optischen Fenster von MMF liegt und daher in der Kurzstreckenkommunikation standardisiert ist und schnelle und günstige Sender, wie z.B. VCSEL, und Silizium-PDs in der Zentralstation eingesetzt werden können.

Letzteres Ziel erfordert, dass die Transparenz des Modulators im Bereich der Arbeitswellenlänge der VCSEL bei 850 nm groß ist. Die Arbeitswellenlänge des Transceivers sollte für ein Wellenlängenmultiplex bzw. eine ausreichende Kanaltrennung von 850 nm entfernt, jedoch ebenfalls im nahinfraroten Bereich liegen. Diese Wellenlänge wird im weiteren Verlauf im Bereich von 800 nm angestrebt und simulatorisch genau bestimmt.

In Abbildung 3.1a ist eine Prinzipskizze des Transceivers und dessen Funktionsweise dargestellt. Entsprechend der oben genannten primären Ziele wird ein Modulator zusammen mit einer PD vertikal integriert, wobei der Modulator so aufgebaut ist, dass er bei der Wellenlänge  $\lambda_1=850\text{nm}$  reflektiv und bei der Wellenlänge  $\lambda_2$  transparent ist [E12][E15]. Dem Aufbau entsprechend wird ein Schaltsymbol für den Transceiver bestehend aus zwei Dioden definiert (s. Abbildung 3.1b).

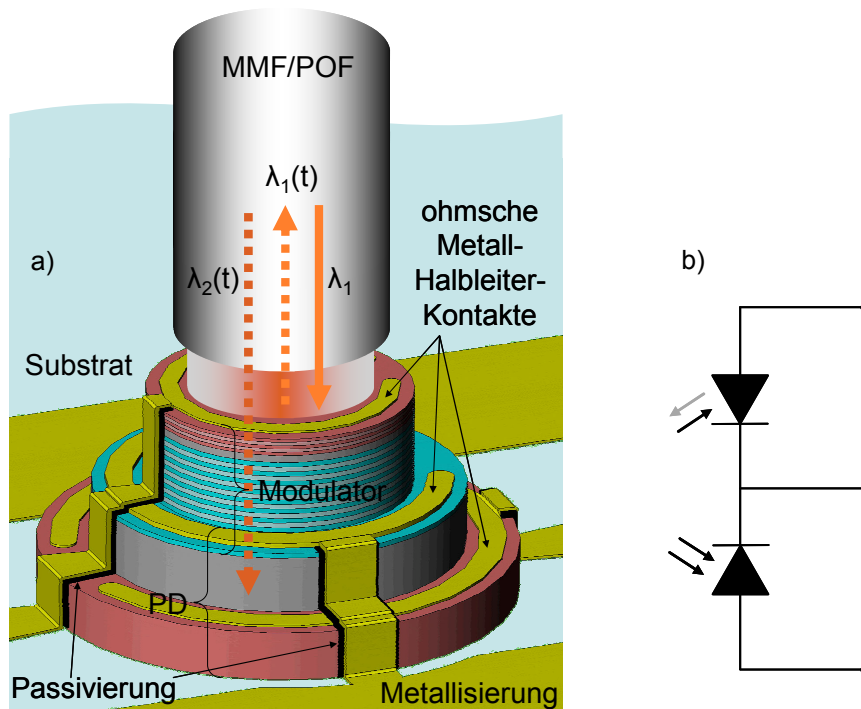


Abbildung 3.1: (a) Prinzipskizze des reflektiven elektro-optischen Transceivers (REOT) mit freistrahloptischer Faser-Chip-Kopplung und Funktionsweise unter Beleuchtung zweier Wellenlängen  $\lambda_1$  und  $\lambda_2$ , (b) Schaltsymbol des REOTs

Folgende, untergeordnete Ziele betreffen die Eigenschaften und Funktionalität des REOTs und sind maßgeblich für die Güte des Bauteils und damit auch des Übertragungssystem. Für das Design des REOT sind daher bereits im Vorfeld jeweils hohe

- Modulationseffizienz sowie Reflektivität des Modulators,
- Responsivität der PD,
- Linearitäten sowie
- Grenzfrequenzen beider Teilkomponenten anzustreben.

Eine große 3 dB-Grenzfrequenz und damit ein flacher Frequenzgang über einen breiten Frequenzbereich ist für Faser-Funk-Übertragungen bei ausreichendem SNR allerdings nicht in jedem Fall zwingend erforderlich, da hier ein verhältnismäßig schmalbandiger Bereich (zweistelliger MHz-Bereich) unterhalb von 3 GHz benötigt wird.

Mit Hilfe der Transfer-Matrix-Methode (TMM) werden das Reflexions- und Transmissionsverhalten sowie der Kontrast von VSHS für elektromagnetische Wellen in Abhängigkeit eines

statischen elektrischen Feldes simulativ ermittelt. Diese Methode wird für die folgenden Simulationen verwendet und wurde in [52] detailliert beschrieben. In Kooperation mit [A8] und [75] wurde ein Simulationstool für Matlab<sup>®</sup> auf Basis der TMM entwickelt, mit der für den Modulator diverse VSHS-Anordnungen im statischen Bereich simuliert und entsprechend der Anforderungen optimiert werden können. Für den Entwurf des Modulators ist ein optimaler Kompromiss folgender Größen maßgeblich für dessen Güte und die Funktionalität des REOTs insgesamt:

- Reflexion,     }
- Absorption,   } Kontrast
- Transmission.

Folgende Größen gehen dabei als Variablen in die Berechnungen ein:

- Anzahl der Heteroschichtpaare,
- Schichtdicken für AlGaAs u. AlAs ( $\lambda/4$ -Schicht der Bragg-Wellenlänge),
- Anteil des Aluminiumgehaltes der  $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ -Schichten,
- Aufbau und Position der intrinsischen Schicht (MQW oder homogene Mikroresonatorschicht, Schichtdicke), in der sich durch die äußere angelegte Spannung das elektrische Feld ausbildet.

Die verschiedenen genannten Parameter werden mit dem Simulationstool [A8][75] einzeln iterativ optimiert.

## 3.2 Simulationen und optimiertes Schichtdesign

Im Folgenden wird der Aufbau des bidirektionalen reflektiven Transceivers entsprechend der Zielsetzung entworfen. Dazu wird in Kap 3.2.1 zunächst das Materialsystem ermittelt. Im weiteren Verlauf wird die DHS-Struktur über Simulationen entwickelt und optimiert. Bei den Simulationen werden dabei immer die elektro-optischen Effekte der FKE in Summe mit der KKR für die Berechnung der Reflexions- und Transmissionsfaktoren berücksichtigt. In Kapitel 3.2.2 werden die Einflussfaktoren der Schichtstruktur der PD bewertet, die unterhalb der Modulatorheterostruktur vorgesehen ist. Diese wird so optimiert, dass eine möglichst große Responsivität (vgl. Gl. (2.4)) bei hoher Grenzfrequenz (vgl. Gl. (2.5)) möglich ist. In Kapitel 3.2.3 werden die simulativen Ergebnisse zusammengefasst und die optimierte Schichtstruktur des REOT dargestellt.

### 3.2.1 Schichtdesign des Modulators

Für die Simulationen werden die folgenden Randbedingungen für die Optimierung als fest angenommen, um eine Vergleichbarkeit der einzelnen Ergebnisse zu erreichen:

- Die Reflexionswellenlänge des Modulators ist  $\lambda_1 \approx 795 \text{ nm}$  (die Schichtdicken ergeben sich aus der Bragg-Bedingung in Kap. 2.2.1).

- Die Transmissionswellenlänge des Modulators ist  $\lambda_2 = 850$  nm und entspricht der Absorptionswellenlänge der PD.
- Der Modulatordurchmesser liegt bei 100  $\mu\text{m}$ . Bei einer Stegbreite der ringförmigen elektrischen Kontaktierung von 10  $\mu\text{m}$  und einem Abstand 5  $\mu\text{m}$  von der Oberflächenkante entsteht somit ein optisches Fenster von 70  $\mu\text{m}$ . Diese Größe ermöglicht eine Koppeltoleranz von  $\pm 3,75$   $\mu\text{m}$  zwischen Modulator und MMF mit einem Kerndurchmesser von 62,5  $\mu\text{m}$  und verhindert entsprechend eine Reflexion der eingestrahnten Leistung vom Metallkontakt, wenn die Faser optimal positioniert ist.
- Das umgebende Material der VSHS ist Luft mit  $n = 1$  (keine Anti-Reflexions-Schicht).

Zunächst wird das Reflexionsverhalten eines Bragg-Modulators bestehend aus einer Doppelheteroschichtstruktur aus zunächst 20 AlAs- und  $\text{Al}_x\text{Ga}_{(1-x)}\text{As}$ -Schichtpaaren ohne FP-Resonator betrachtet. Der Al-Anteil, die Position und Dicke des Resonators werden untersucht, optimiert. In Abbildung 3.2a wird das mit der Transfer-Matrix-Methode ermittelte Reflexionsspektrum für unterschiedliche Al-Konzentrationen dargestellt.

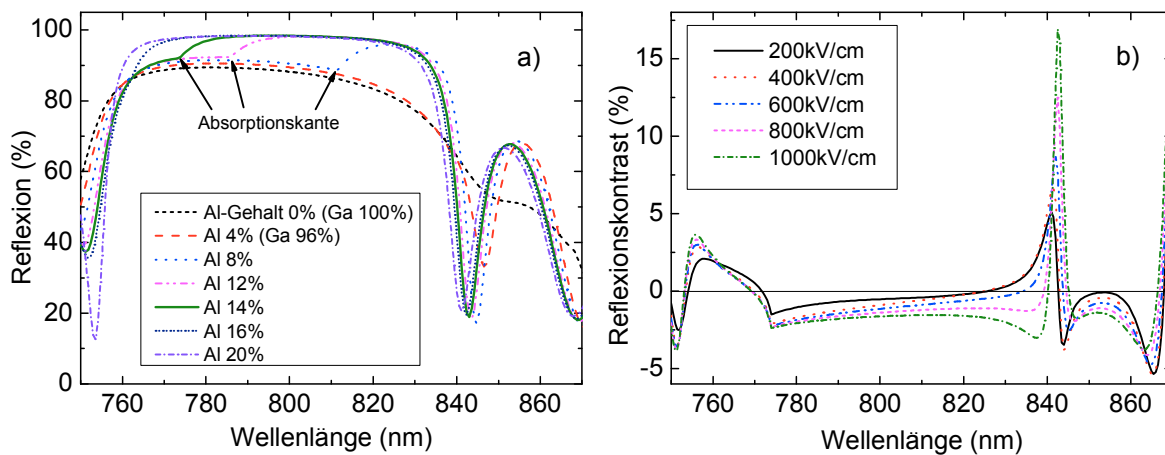


Abbildung 3.2: (a) Simuliertes Reflexionsspektrum einer DHS aus 20 Doppelschichten AlAs und  $\text{Al}_x\text{Ga}_{(1-x)}\text{As}$  mit der Bragg-Wellenlänge von  $\lambda_B = 795$  nm, (b) Reflexionskontrast für eine DHS mit 20 AlAs- und  $\text{Al}_{0,14}\text{Ga}_{0,86}\text{As}$ -Schichtpaaren für verschiedene elektrische Feldstärken innerhalb der ersten zehn Schichtpaare

Die DHS-Schichten werden so dimensioniert, dass bei der Wellenlänge im Bereich von  $\lambda_2$  eine möglichst hohe Transmission und zusätzlich eine große Reflexion im Bereich der Bragg-Wellenlänge  $\lambda_1 = 795$  nm erreicht wird. Als Schichtdicken ergeben sich für die  $\lambda/4$ -DHS  $d_{\text{AlAs}} = 65,78$  nm und  $d_{\text{Al}_{0,14}\text{Ga}_{0,86}\text{As}} = 55,61$  nm. Mit einer Erhöhung des Aluminiumanteils der  $\text{Al}_x\text{Ga}_{(1-x)}\text{As}$ -Schicht lässt sich die Absorptionskante für die Gesamtheterostruktur in Richtung Blau verschieben (Abbildung 3.2a). Ab einem Al-Anteil von 12% erhöht sich die Reflexion im Bereich von  $\lambda_1$  auf das Maximum von etwa 98%. Gleichzeitig ergibt sich dabei die geringste Reflexion für eine Vakuumwellenlänge von 843 nm. Daher wird dieses Materialsystem als Basis für weitere Berechnungen verwendet. Wird ein elektrisches Feld über den ersten 10 DHS-Schichten angelegt, ergibt sich ein feldabhängiger Kontrast, der in

Abbildung 3.2b dargestellt ist. Nahe der Bandkante lässt sich in einem sehr schmalbandigen Bereich mit sehr hohen Feldstärken ein Reflexionskontrast von über 15% erzielen. Im Bereich der Bragg-Wellenlänge ist der Kontrast hier negativ und sehr klein. (Beispiel: Um ein E-Feld von 1000 kV/cm über 9 DHS von etwa 120nm pro DHS zu erreichen, wäre dann eine Sperrspannung von 109V nötig).

Das Kontrast-Spannungsverhältnis dieser symmetrischen DHS-Struktur erlaubt zwar den Einsatz als Modulator, jedoch ist dieses vergleichsweise ineffizient und dadurch für den Einsatz in der Kommunikationstechnik wenig praktikabel. Um die Modulationseffizienz zu erhöhen, kann ein Fabry-Perot(FP)-Mikroresonator als Zwischenschicht eingebracht werden [56]. Dieser besteht aus einer Resonatorschicht und zwei planparallelen Bragg-Reflektoren. Ist der Resonator intrinsisch bzw. lässt sich über dem Resonator ein Spannungsabfall erzielen, so wird durch Vielfachreflexionen die effektive Weglänge der Wechselwirkung zwischen Halbleiter und optischer Welle vergrößert. Die Dicke des FP-Resonators (im Folgenden immer die Dicke der i-Zone) ist dabei über folgende Bedingung mit der Vakuumwellenlänge verbunden: gilt  $\lambda_{FP} = 2\pi nd/i$ , mit  $i = \pi/2, 3\pi/2, \dots$ , so interferieren die Teilstrahlen konstruktiv in Reflexion und destruktiv in Transmission. Der umgekehrte Fall ergibt sich für  $i = \pi, 2\pi, \dots$  [56]. Im Folgenden werden die optimale Position und Dicke des Resonators simulativ ermittelt.

Die Abbildungen 3.3a-d zeigen die Reflektivität einer asymmetrischen DHS mit einem Resonator ( $i = 3\pi/2$ ,  $d_{Al0,12Ga0,88As} = 160$  nm,  $d_{AlAs} = 10$  nm) in unterschiedlichen Layer-Positionen jeweils im feldfreien Zustand und unter Einfluss einer durch ein E-Feld von 250 kV/cm hervorgerufenen Elektroabsorption. Mit integriertem Mikroresonator lassen sich im Vergleich zur symmetrischen DHS (vgl. Abbildung 3.2b) für die Modulatorwellenlänge  $\lambda_1$  vergleichsweise hohe Reflexionsänderungen erzielen. Bildet beispielsweise die intrinsische Resonatorschicht von 170 nm die 3. DHS der Gesamtstruktur (Abbildung 3.3b), so liegt die Reflexion im feldfreien Zustand für  $\lambda_1$  bei 82% und unter Einfluss des elektrischen Feldes bei 60,5%. Eine Reflexionsänderung von 21,5% führt in diesem Fall zu einem Modulationskontrast von etwa 26,2%. Je tiefer - betrachtet von der Einkoppelfläche des Modulators aus - sich der Resonator innerhalb der DHS befindet, desto größer wird die Reflexionsänderung (bis zur Position des Resonators als 7. Layer) und auch der Modulationskontrast des Modulators, wobei die Grundreflektivität des Modulators abnimmt (Abbildung 3.3e). Zusätzlich reduziert sich auch die Bandbreite des Wellenlängenbereichs um  $\lambda_1$ . Werden wellenlängenselektive Modulatoren in Systemen mit für das System ausreichend verfügbarer optischer Leistung benötigt, ist demnach ein tiefer liegender Resonator vorteilhaft.

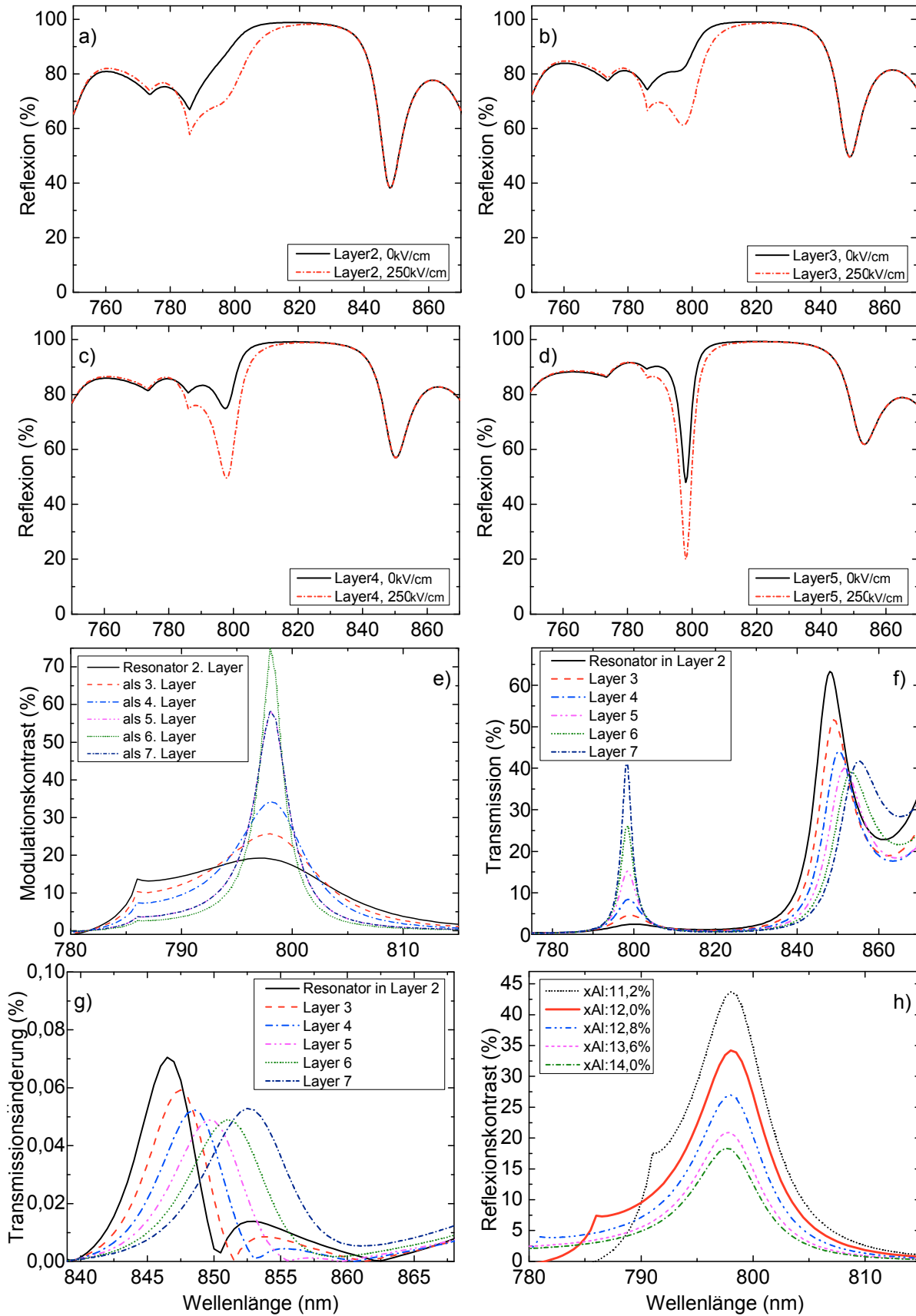


Abbildung 3.3: TMM-Simulationsergebnisse zur Bestimmung der Lage und des Al-Gehaltes des Resonators mit und ohne el. Feld von 250kV/cm im Resonator (a) Reflexionscharakteristik einer DHS mit 20 Doppellayern und Resonator (Al<sub>0,12</sub>Ga<sub>0,88</sub>As: 160 nm, AlAs: 10 nm) als 2., (b) 3., (c) 4., (d) 5. Layer, (e) Modulationskontrast (f) Modulatortransmission ( $F=0\text{ kV/cm}$ ), (g) Transmissionsänderung für untersch. Resonatorpositionen (h) Einfluss des Al-Gehaltes im Resonator (3. Layer)

Die Position des Resonators hat zugleich jedoch auch Einfluss auf die Transmission der Empfangswellenlänge bei  $\lambda_2$ . Je höher der Resonator liegt desto größer ist die Transmission bei  $\lambda_2$  und geringer bei  $\lambda_1$ . Zugleich steigt die Transmission im Bereich von  $\lambda_1$  an, während die Peak-Wellenlänge der Transmission bei  $\lambda_2$  sich in Richtung „Blau“ verschiebt (Abbildung 3.3f). Damit ist für ein bidirektionales Bauteil mit unterhalb des Modulators liegender PD-Struktur ein höher liegender Resonator vorteilhaft.

Der Einfluss des elektrischen Feldes auf die transmittierte Welle wird in Abbildung 3.3g dargestellt. Im Bereich der Empfangswellenlänge bei  $\lambda_2$  hat die Transmissionsänderung durch das E-Feld von 250kV/cm einen nur geringen Einfluss, da diese für die Resonatorpositionen zwischen 3. und 7. Layer zwischen 0,05% und 0,06% liegt (Abbildung 3.3g).

Der Al-Anteil der  $\text{Al}_x\text{Ga}_{(1-x)}\text{As}$ -Resonatorschicht bedingt ebenfalls den Modulationskontrast der Struktur (Abbildung 3.3h). Je geringer dieser ist, desto höher ist der Reflexionskontrast der Gesamtstruktur. Allerdings steigt mit abnehmendem Al-Gehalt die Absorption innerhalb des Resonators stark an (vgl. Abbildung 3.2a), was zu einer geringeren Grundreflexion des gesamten Modulators führt. Aus diesem Grund wird ein Al-Gehalt von 12% für den Resonator vorgesehen.

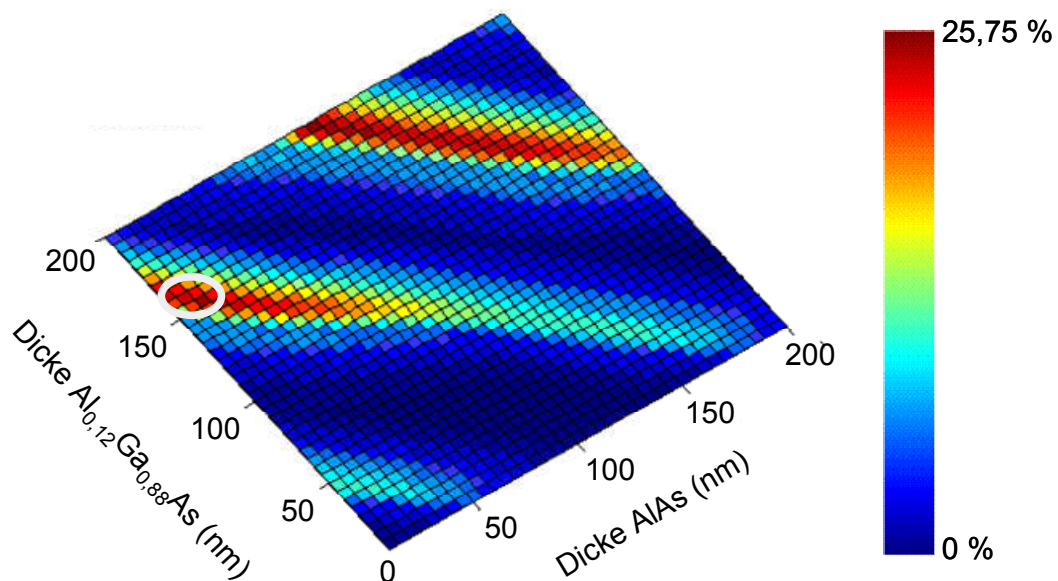


Abbildung 3.4: TMM-Simulation der Schichtstruktur mit 2+17 DHS für  $\lambda_1 = 795 \text{ nm}$ . Dargestellt ist farblich die Reflexionsänderung durch ein elektrisches Feld von 250kV/cm für die Kombination unterschiedlicher Schichtdicken der Resonatorschichten  $\text{Al}_{0,12}\text{Ga}_{0,88}\text{As}$  und  $\text{AlAs}$

Um den optimalen Aufbau des Resonators zu bestimmen, wird die Reflexionsänderung einer DHS mit 20 Schichtpaaren mit einem Resonator als 3. Layer simulativ bestimmt. Abbildung 3.4 zeigt diese Reflexionsänderung für Resonatoren, die sich aus einer Anordnung von jeweils einer  $\text{Al}_{0,12}\text{Ga}_{0,88}\text{As}$ - plus einer  $\text{AlAs}$ -Resonatorschicht mit jeweils 0 nm und 200 nm Dicke

ohne und unter Einfluss eines elektrischen Feld von 250kV/cm ergeben. Dabei sind Maxima der Reflexionsänderungen entsprechend der Vielfachen der Resonatorwellenlängen mit konstruktiver Interferenz in Reflexion erkennbar.

Die optimale Anordnung ergibt sich demnach– von der Einkoppelstelle aus betrachtet – für einen Resonator als 3. Layer mit einer Schichtanordnung von  $\text{Al}_{0,12}\text{Ga}_{0,88}\text{As}$  mit einer Dicke von 160 nm und  $\text{AlAs}$  mit einer Dicke von 10 nm. Mit dieser Dicke der Resonatorschicht wird die größte Modulationseffizienz erreicht, da sich entlang der Gesamtresonatordicke von 170nm bei gleicher angelegter Spannung ein doppelt so großes elektrisches Feld ergibt, wie bei einer Resonatordicke von etwa 290 nm. Das optimale Verhältnis des Resonatorheteroschichtpaares ist in Abbildung 3.4 durch eine Ellipse gekennzeichnet.

Mit dem Ziel eine hohe Modulationseffizienz bei gleichzeitig hoher Grundreflexion bei der Modulatorwellenlänge  $\lambda_1$  und hoher Transparenz für die PD-Wellenlänge  $\lambda_2$  zu erreichen, wurde mit Hilfe der zuvor dargestellten Simulationen eine Optimierung der Modulatorschichtstruktur erreicht. Diese Schichtstruktur ist in Abbildung 3.5 dargestellt.

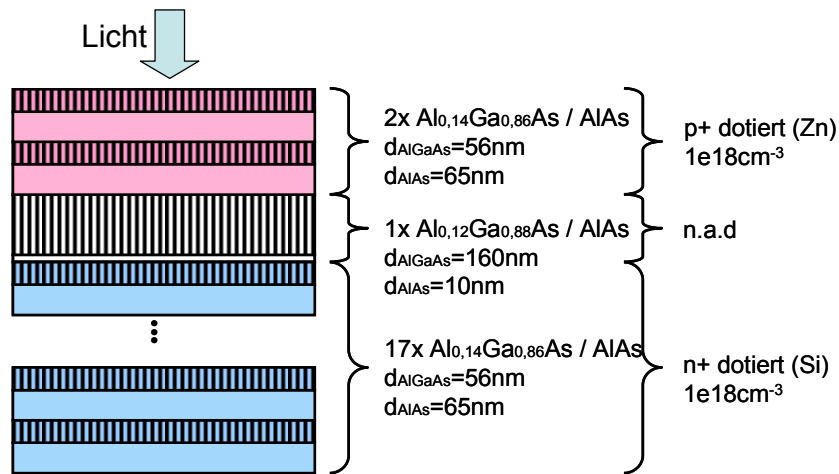


Abbildung 3.5: Schematische Darstellung der ermittelten optimierten Schichtstruktur des Modulators (n.a.d.: nicht absichtlich dotiert) [E16]

So ergibt sich für den Modulator eine Struktur mit 2+17 Doppellayern mit den Abmessungen und Aluminiumkonzentrationen  $d_{\text{Al}_{0,14}\text{Ga}_{0,86}\text{As}} = 55,61\text{ nm}$  und  $d_{\text{AlAs}} = 65,78\text{ nm}$ . Als 3. DHS wird, wie zuvor beschrieben, eine intrinsische FP-Resonatorschicht mit den Abmessungen und Aluminiumkonzentrationen von  $d_{\text{Al}_{0,12}\text{Ga}_{0,88}\text{As}} = 160\text{ nm}$  und  $d_{\text{AlAs}} = 10\text{ nm}$  vorgesehen, um in erster Linie eine hohe Modulationseffizienz und eine hohe Selektivität zu erzielen. Um eine Diodenstruktur zu erreichen, in der unter Sperrspannung ein elektrisches Feld erzeugt werden kann, sind die zwei oberhalb des Resonators liegenden DHS mittels Zink (Zn) als Donator p+ und die unterhalb des Resonators liegenden DHS mittels Silizium (Si) als Akzeptor n+ dotiert. Die Resonatorschicht besteht aus einer intrinsischen DHS.

Bei diesem Aufbau ist nach Abbildung 3.3b eine hohe Grundreflektivität von 81,4% bei der Modulatorwellenlänge  $\lambda_1 = 797,5\text{ nm}$  vorhergesagt, wobei im Arbeitspunkt von -2V eine



Modulationseffizienz von etwa 0,3dB/V auftritt (vgl. Abbildung 3.6). Der für die Funktion der PD wichtige Wert der maximalen Transmission liegt für diese Modulatorschicht bei 52% bei  $\lambda_2=846,5$  nm.

Durch die gewählte geringe intrinsische Schichtdicke ist die Sperrschichtkapazität vergleichsweise groß, was jedoch an dieser Stelle aufgrund der entsprechend höheren Modulationseffizienz ausdrücklich beabsichtigt ist.

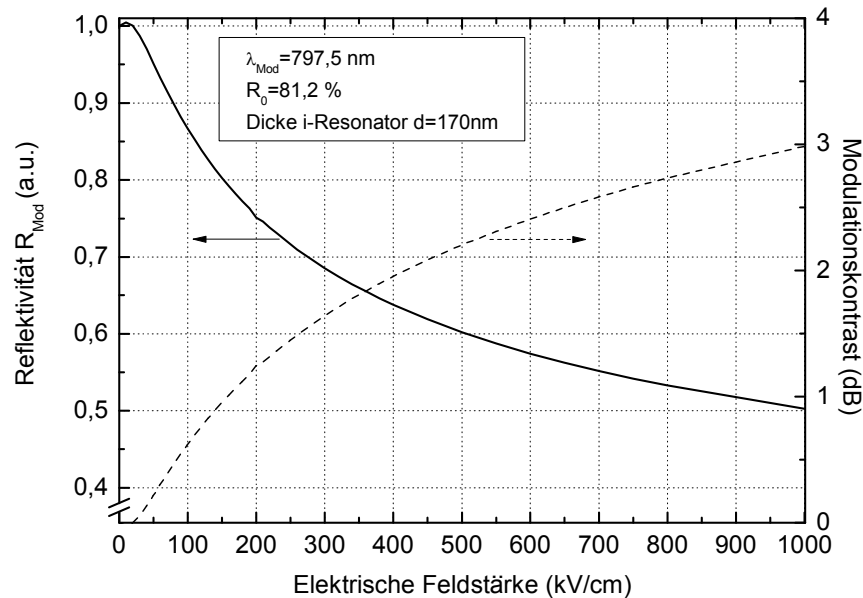


Abbildung 3.6: Extinktionskennlinie und Kontrast der optimierten Modulatorstruktur (bestehend aus 20 Heteroschichten  $\text{Al}_{0,14}\text{Ga}_{0,86}\text{As}/\text{AlAs}$  und einer Resonatorschicht von 160nm/10nm  $\text{Al}_{0,12}\text{Ga}_{0,88}\text{As}/\text{AlAs}$  als 3. DHS)

Für optimierte Schichtstruktur des Modulators ist in Abbildung 3.6 die mittels der TMM-Simulationen zu erwartende Extinktionskennlinie sowie der Modulationskontrast in dB in Abhängigkeit der elektrischen Feldstärke dargestellt. Die Extinktion bei der Modulatorwellenlänge  $\lambda_I$  beschreibt die auf die Grundreflexion  $R_0$  normierte Reflektivität des Modulators  $R_{Mod}$ . Der Modulationskontrast stellt das Verhältnis aus reflektierter und eingestrahelter optischer Leistung des Modulators dar.

Die Extinktionskennlinie zeigt, wie bereits in Abbildung 2.4b dargestellt und den entsprechenden Formeln beschrieben, eine nichtlineare Abhängigkeit zwischen Reflexion und E-Feld. Die Grundreflektivität liegt für die Modulatorwellenlänge bei etwa 81 % bei einer gleichzeitigen Transmission von 43 % bei 850 nm. Bei einem E-Feld von  $> 1000$  kV/cm im Resonator kann durch Elektroabsorption die Reflektivität auf unter 50% reduziert werden. Dieses entspricht einem Modulationskontrast von mehr als 3 dB. Die größte Modulationseffizienz, d.h. die größte negative Steigung der Extinktionskennlinie, ergibt sich in einem Arbeitspunkt von 50kV/cm.

Für die Grenzfrequenz des Modulators ist die Geometrie, d.h. Dicke der intrinsischen Schicht und der Durchmesser von Bedeutung (vgl. Formel (2.16)). Bei angenommenem Durchmesser

von  $100\text{ }\mu\text{m}$  der Modulatordiode und einer RLZ von  $200\text{ nm}$  ergibt sich nach Formel (2.15) für  $C_s$  ein Wert von  $36,7\text{ pF}$ . Zur Berechnung der Grenzfrequenz wird in Anlehnung an experimentell bestimmte Bahnwiderstände für  $R_B$  ein Wert von  $10\text{ }\Omega$  angenommen. Dieser Wert kann über die Differenz der Steigungen der halblogarithmischen U-I-Kennlinie des Modulators bei hohen Spannungen und der Steigung im Diffusionsbereich der Kennlinie bestimmt werden [A6]. Der Leitwert der Diode ist im Sperrbereich ohne optisch eingestrahlte Leistung aufgrund kleiner Ströme sehr klein, so dass in diesem Fall der Einfluss auf die Grenzfrequenz vernachlässigt werden kann [56].  $R_G$  ist  $50\text{ }\Omega$ .

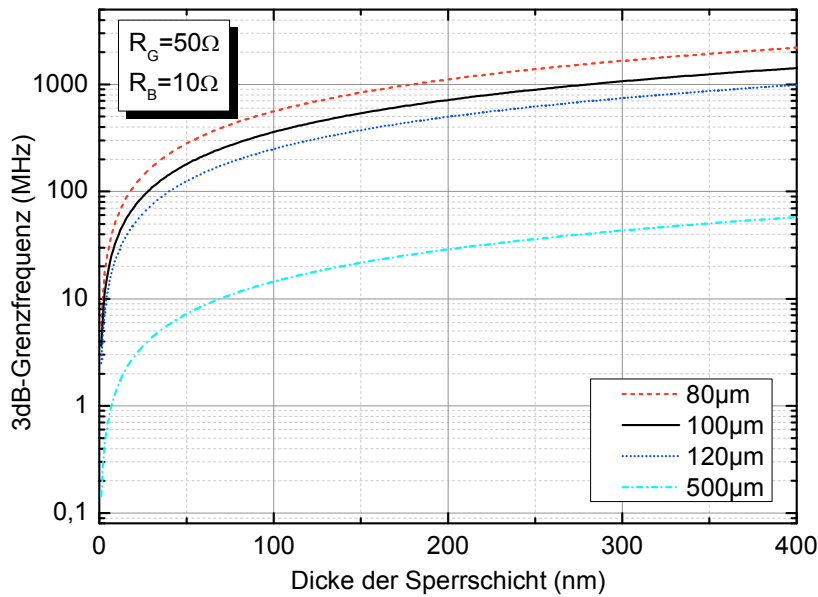


Abbildung 3.7: Berechnete 3dB-Grenzfrequenz eines unbeleuchteten Modulators in Abhängigkeit der Sperrschichtdicke für verschiedene Bauteildurchmesser mit angenommenen Generatorinnenwiderstand  $R_G=50\text{ }\Omega$  und Bahnwiderstand  $R_B=10\text{ }\Omega$

In Abbildung 3.7 ist für Bauteildurchmesser von  $80\text{ }\mu\text{m}$ ,  $100\text{ }\mu\text{m}$ ,  $120\text{ }\mu\text{m}$  und  $500\text{ }\mu\text{m}$  die errechnete 3 dB-Grenzfrequenz des Modulators in Abhängigkeit der Dicke der RLZ des Modulators ohne optische Eingangsleistung aufgetragen. Man erkennt: Für einen Modulator mit einem Durchmesser von  $100\text{ }\mu\text{m}$  und einer i-Schichtdicke von  $170\text{ nm}$  ist als 3 dB-Grenzfrequenz von etwa  $600\text{ MHz}$  auszugehen.

### 3.2.2 Schichtdesign der Photodiode

Um für die unterhalb der Modulatorstruktur liegende Photodiodenstruktur (s. Abbildung 3.1) eine möglichst hohe Absorption der eingestrahlten optischen Leistung mit einer Wellenlänge von  $\lambda_2 = 850\text{ nm}$  und damit hohe Quantenausbeute bei gleichzeitig hoher Grenzfrequenz zu gewährleisten, wird die PD als pin-Schichtstruktur aufgebaut. Der n-Kontakt bildet dabei einen gemeinsamen Kontakt mit dem n-Gebiet des Modulators. Eine  $50\text{ nm}$  dünne Schicht aus  $\text{Al}_{0,05}\text{Ga}_{0,95}\text{As}$  mit einer Bandlücke von  $W_g \approx 1,484\text{ eV}$ , was einer Absorptionskante bei der Wellenlängen  $\lambda_g \approx 835,5\text{ nm}$  entspricht, bildet dabei die n-Schicht. In dieser werden daher

eine Absorption, eine Ladungsträgergeneration und damit ein Diffusionsstrom weitgehend vermieden. Der Einfluss von Diffusionseffekten wird daher hier nicht weiter berücksichtigt. Unterhalb der n-Schicht liegt eine intrinsische GaAs-Absorptionsschicht ( $W_g \approx 1,422$  eV, entspr.  $\lambda_g \approx 872$  nm) und eine p-dotierte GaAs-Schicht.

Die für eine Optimierung wichtigen Parameter der PD sind die Responsivität, die eine Funktion der Absorption und damit der Eindringtiefe der Photonen in der PD darstellt, sowie die Grenzfrequenz. Beide Größen sind direkt über die Dicke der intrinsischen Schicht verknüpft. Die zur Absorption proportionale Eindringtiefe entsprechend eines Intensitätsabfalls auf  $1/e$  liegt bei etwa  $1\text{ }\mu\text{m}$  für eine Wellenlänge von  $850\text{ nm}$  in intrinsischem GaAs (s. Abbildung 3.8a). Die Schichtdicke der intrinsischen Schicht muss demnach für eine Absorption von mehr als 95% der Photonen größer sein als  $3\text{ }\mu\text{m}$ .

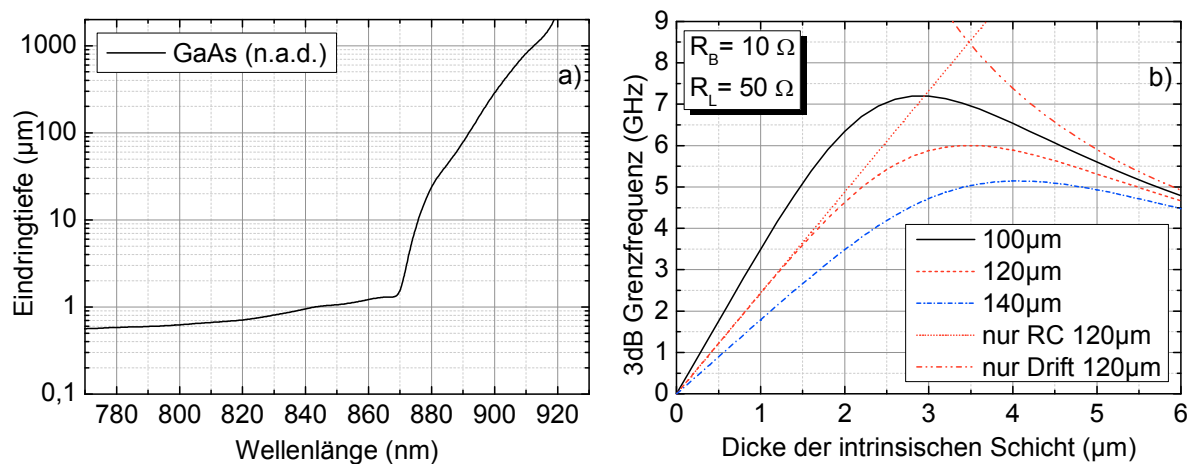


Abbildung 3.8: (a) Eindringtiefe der Photonen gegen die Wellenlänge bei Intensitätsabfall auf  $1/e$  in Abhängigkeit der Wellenlänge für undotiertes reines GaAs-Material nach [101] und (b) berechnete Grenzfrequenz der PD nach Formel (2.5) in Abhängigkeit der Sperrschichtdicke für unterschiedliche Durchmesser der PD

Die Grenzfrequenz der PD wird nach Gleichung (2.5) sowohl durch die Dicke und das Material der intrinsischen Schicht als auch durch die horizontale Fläche der PD beeinflusst, denn diese Parameter bestimmen die Kapazität der Raumladungszone der PD sowie die Laufzeit der Ladungsträger, die diese i-Schicht mit materialabhängiger Sättigungsdriftgeschwindigkeit durchlaufen. Je dicker die i-Schicht ist, desto kleiner ist auch die Kapazität der Diode aber desto größer die Dauer, diese zu durchlaufen. Diese konträren Mechanismen führen dazu, dass es eine optimale Schichtdicke der höchstmöglichen Grenzfrequenz bei festem Durchmesser gibt. In Abbildung 3.8b ist die Grenzfrequenz in Abhängigkeit der i-Schichtdicke für unterschiedliche Diodendurchmesser dargestellt. Die maximale 3dB-Grenzfrequenz von etwa  $6\text{ GHz}$  wird unter Annahme einer an der PD anliegenden Last von  $R_L = 50\ \Omega$ , einem Bahnwiderstand von  $R_B = 10\ \Omega$  und einem durch die Geometrie des festgelegten Gesamtdurchmessers von  $120\text{ }\mu\text{m}$  der PD für eine i-Schichtdicke von  $3,48\text{ }\mu\text{m}$  erreicht.

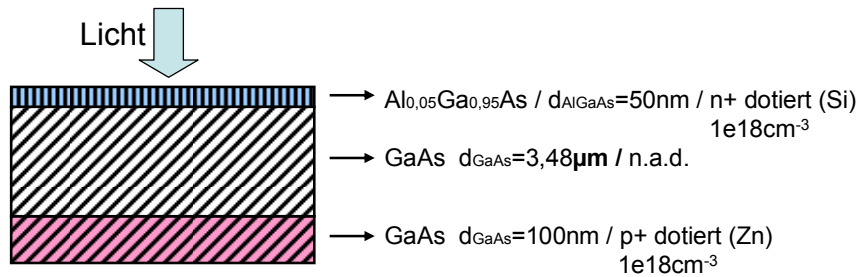


Abbildung 3.9: Schematische Darstellung der ermittelten optimierten Schichtstruktur des Modulators (n.a.d.: nicht absichtlich dotiert) [E16]

Für die Photodiode des REOTs wird daher eine Schichtstruktur wie in Abbildung 3.9 dargestellt. Eine p+-dotierte GaAs-Schicht mit einer Dicke von 100 nm schließt den pin-PD-Struktur ab.

### 3.2.3 Optimierte Schichtstruktur des REOTs

Der optimierte Schichtaufbau des REOTs ist in Abbildung 3.10 zusammenfassend dargestellt. Basis dieses Aufbaus bildet ein intrinsisches GaAs-Substrat auf den die PD-Schichten und die Modulatorschichten aufgebracht werden.

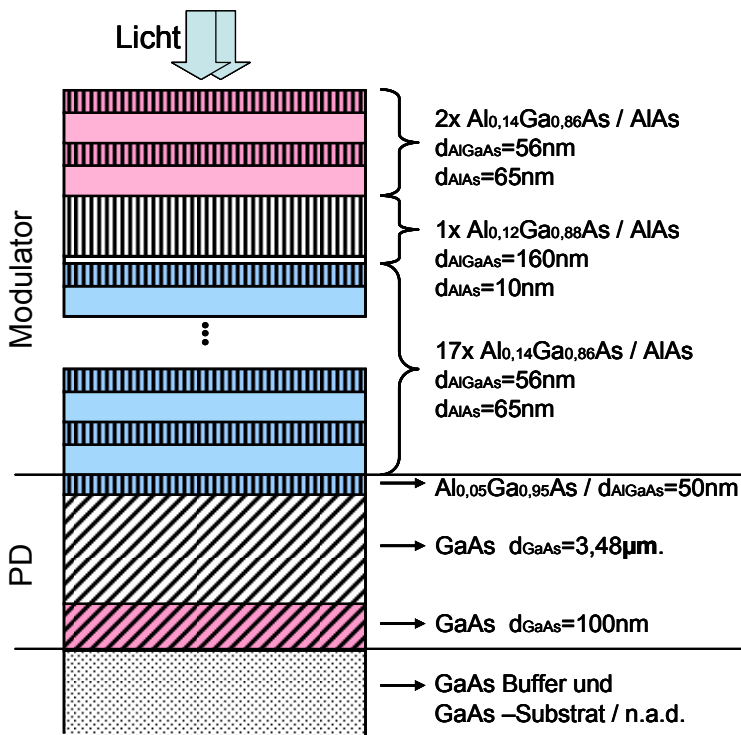


Abbildung 3.10: Schematische Darstellung der ermittelten optimierten Schichtstruktur zur Herstellung des vertikalen REOTs (n.a.d.: nicht absichtlich dotiert) [E16]

### 3.3 Technologie und Herstellung des Transceivers

Dieses Unterkapitel gibt eine kurze Übersicht über den zweistufigen Prozess zur Herstellung der Transceiverbauelemente. Dieser teilt sich auf in die Fabrikation der Schichtstruktur und deren Strukturierung.

Die Schichtstrukturen wurden mit dem Verfahren der metall-organischen Gasphasenepitaxie (MOVPE, engl.: Metal Organic Chemical Vapor Phase Epitaxy) auf 2“-GaAs-Wafer bei der Fa. ITME (Warschau, Polen) aufgewachsen.

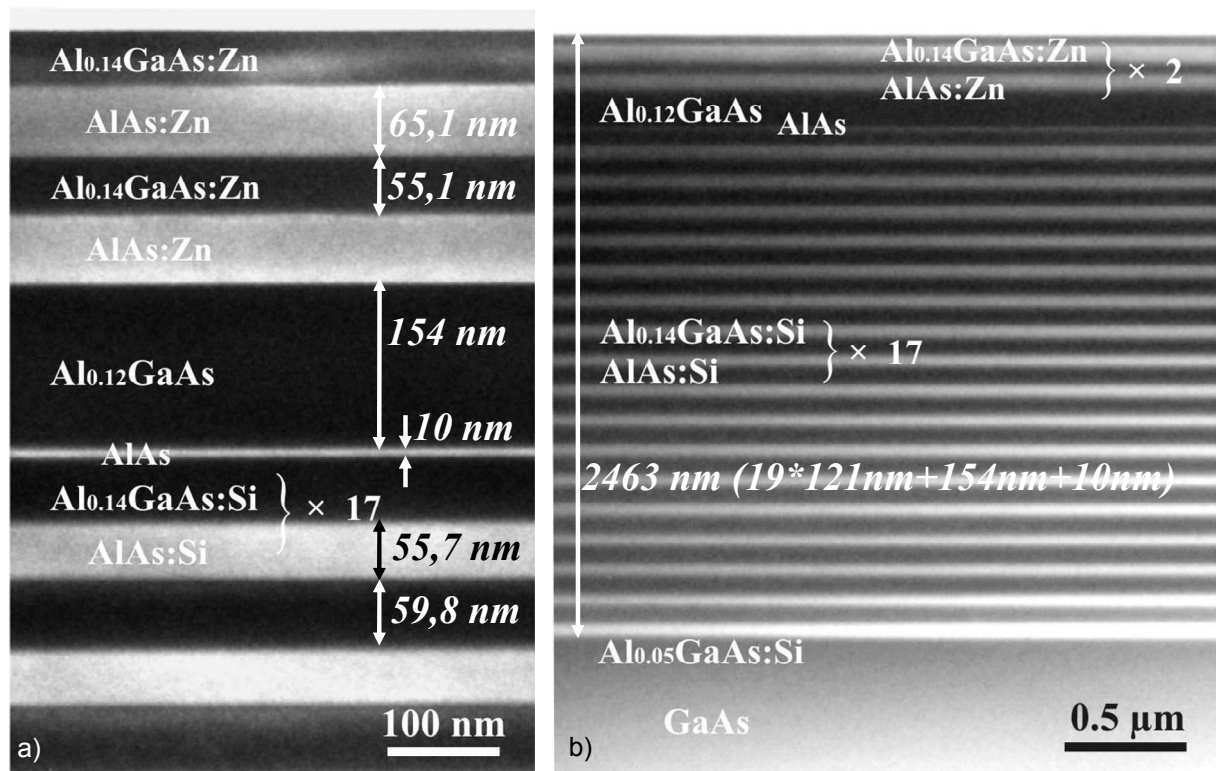


Abbildung 3.11: TEM-Aufnahmen der Modulatorschichten des epitaxierten Wafers, (a) 5,5 DHS einschl. Resonatorschicht, (b) Modulator- und obere PD-Schichten, aufgenommen mit einem Transmissions-Elektronen-Mikroskop (Bildquellen: ITME), Messwerte (kursiv) nach Längenangabe der Legende eingezeichnet

Zur Untersuchung der epitaxierten Schichtstrukturen wurden mittels Transmissions-Elektronenmikroskopie (TEM) Schnittbilder der Struktur aufgenommen. Abbildung 3.11 zeigt Aufnahmen der epitaxierten Strukturen der Wafermitte [102]. Bildteil a) zeigt die obersten 5,5 DHS mit dem mittig liegenden Resonator. Die angegebenen Maße entsprechen im Verhältnis der in der Legende angegebenen Maße, die bei der Messung als Referenzlänge aufgenommen wurden. Unter Annahme einer Messtoleranz von  $\pm 10\%$  entsprechen die Messwerte der DHS oberhalb des Resonators und des Resonators im Wesentlichen den zuvor geplanten Schichtdicken. Die Schichtdicken der DHS unterhalb des Resonators entsprechen mit den gemessenen Werten  $d_{\text{Al}_{0.14}\text{Ga}_{0.86}\text{As,ITME}} = 59,8 \text{ nm}$  (geplant 55,6 nm) und  $d_{\text{AlAs,ITME}} = 55,7 \text{ nm}$  (geplant  $d_{\text{AlAs}} = 65,8 \text{ nm}$ ) demnach nicht genau den Vorgaben. TMM-Simulationen der gemessenen

Schichtstruktur sagen für die Reflexionscharakteristik eine Verschiebung der Modulatorwellenlänge zu etwa 790 nm voraus. Die Dicke der gesamten Modulatorstruktur (Bildteil (b)) zeigt mit 2463 nm (19x·121 nm für die DHS und 154 nm + 10 nm für die Resonator-DHS) jedoch, dass die Schichten des unteren Bragg-Reflektors im Mittel der geplanten Periodenlänge der Modulatorwellenlänge entsprechen.

Um aus der Schichtstruktur einzelne Bauteile herstellen zu können, muss der Wafer strukturiert werden. Dazu werden wechselnd mehrfach photolithographische Prozesse, für die spezielle Masken benötigt werden, und Ätzprozesse, die die Oberfläche des Wafers partiell abtragen, im Wechsel durchgeführt. Die Masken bestehen aus Quarzglas mit Chrombeschichtung. Die Maske ist in Felder unterteilt, die für die jeweiligen Prozessschritte benötigt werden. Das Design der Maske wurde mit dem CAD-Programm AutoCAD<sup>®</sup> der Version 2006 erstellt und ist in Anhang B dargestellt.

Das Herstellungsverfahren der einzelnen Bauteile aus der Schichtstruktur unterteilt sich prinzipiell in einen dreistufigen Mesa-Ätz-Prozess und einen zweistufigen Prozess zur elektrischen Kontaktierung mit vorheriger Passivierung. Mit dem Mesa-Ätz-Prozess werden die zu kontaktierenden Schichten als Stufen freigelegt. Eine Passivierungsschicht isoliert sich kreuzenden Metallisierungsschichten und Übergänge von Metallisierungen über Halbleiterstufen elektrisch voneinander.

Abbildung 3.12 zeigt die einzelnen Prozessschritte zur Herstellung des REOTs. Zunächst wird auf den gereinigten Wafer Photolack aufgebracht und auf eine definierte homogene Schichtdicke geschleudert. Nach dessen Trocknung wird mit der Maske und dem UV-Belichtungsgerät MJB3 der Firma Süss MicroTec der (Negativ-)Lack AR-P 3740 belichtet und entwickelt. Im jeweiligen anschließenden Ätzprozess werden die nicht vom Photolack geschützten Bereiche nasschemisch abgetragen. Die Ätzprozesse (s. Abbildung 3.12c,e,g) erfolgen jeweils mit einer nicht selektiven Ätzlösung  $\text{H}_2\text{SO}_4:\text{H}_2\text{O}_2:\text{H}_2\text{O}$  (im Verhältnis 5:65:30). Über die Zeit wird mit geprüfter Ätzrate von etwa 200 nm/s die Ätztiefe gesteuert. Mit einem Oberflächenprofilometer Dektak<sup>®</sup> 3030 ST der Firma Veeco werden dabei die erzielten Ätztiefen aller drei Stufen gemessen, um die Ätztiefe zu überprüfen damit die Kontaktierung in der entsprechend vorgesehenen Schicht erfolgen kann. Ein selektives Ätzverfahren hat sich als nicht praktikabel gezeigt, da die Selektivität durch die geringe Differenz des Al-Anteils der einzelnen Modulatorschichten gering ist.

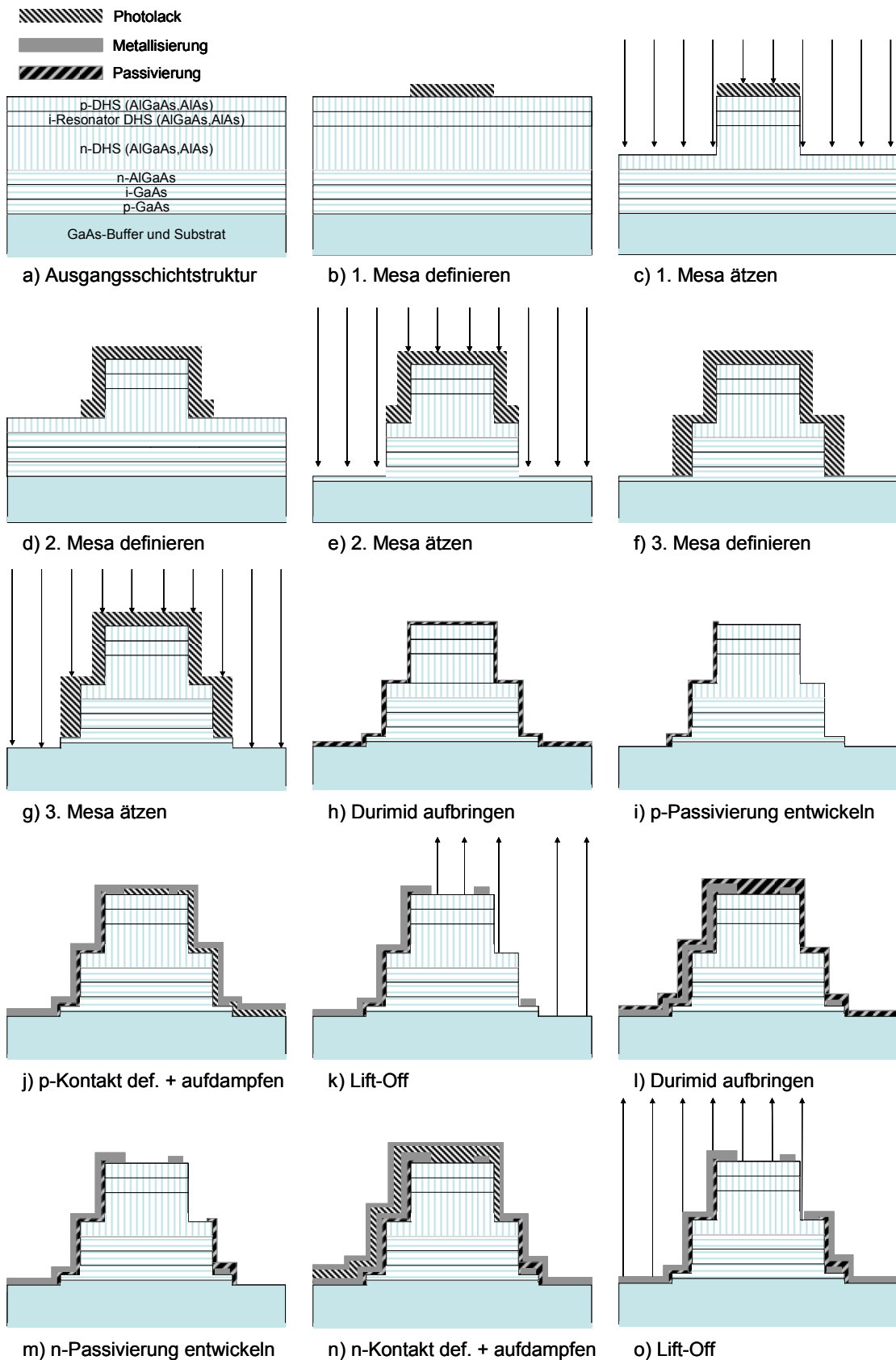


Abbildung 3.12: Schematische Darstellung der wichtigsten Prozessschritte zur Herstellung der REOT Bauelemente: dreistufiger Mesa-Ätzprozess (Pfeile), Passivierung und Kontaktierung

Für die Herstellung ist eine genaue Kenntnis der Ätzrate wichtig, um die Ätzung definiert in einer dünnen Schicht stoppen zu können. Die Äztiefe der 1. Mesa zur gemeinsamen n-Kontaktierung ist bei einer Strukturtiefe der n-Struktur von  $>2\text{ }\mu\text{m}$  über die Ätzrate unkritisch. Für die 2. Mesa wird die Tiefenätzung (gleiche Parameter) und Lackstrukturierung in drei Schritten mit jeweiliger Tiefenmessung durchgeführt, um die p-dotierte GaAs-Schicht von 100 nm Dicke zu treffen (s. Abbildung 3.12e). Der Ätzprozess der 2. Mesa wurde daher in drei Schritten mit jeweiliger Profilmessung durchgeführt, damit die Stufe innerhalb dieser Schicht liegt und diese so kontaktiert werden kann. Bei diesem Ätzprozess besteht die Möglichkeit, dass der p-Kontakt der PD noch auf Höhe des intrinsischen Gebietes oder bereits im semiisolierenden Bereich der GaAs- BUFFerschicht liegt und damit keine niederohmige Kontaktierung der PD erfolgen kann. Die Ätzung der 3. Mesa erfolgt bis in den semiisolierenden Bereich (s. Abbildung 3.12g) des GaAs- BUFFers und stellt sich ebenfalls weniger kritisch dar. Wichtig ist hier, dass in jedem Fall der semiisolierende Bereich der Struktur erreicht wird, um die einzelnen Kontaktmetallisierungen elektrisch voneinander zu isolieren.

Zur Passivierung von sich kreuzenden Metallisierungen des n- und des p-Kontaktes sowie der von den Metallisierungen zu überbückenden Stufen wird in einem zweistufigen Prozess zunächst Durimid® „7505 pur“ aufgeschleudert. Dieses Material wird als photosensitive Substanz ebenfalls über einen Lithographieprozess strukturiert (s. Abbildung 3.12h, i). Der erste Prozess bildet die Passivierung der p-Kontakte beider REOT-Komponenten.

Die Kontaktbereiche der Metallisierung des p-Kontaktes werden über einen Photolithographieprozess (AR-P 5350, Aufschleudern, Belichten und Entwickeln) definiert. Die Metallisierung wird anschließend großflächig aufgedampft. Diese besteht aus einer dreiteiligen metallischen Schicht von 30 nm Titan, 20 nm Platin und 450 nm Gold, um einen möglichst guten ohmschen Metall-Halbleiterübergang zu erreichen. Über einen „Lift-Off“-Prozess werden die Lackschichten mit Metall gelöst, so dass nur noch die Metallisierung auf der Passivierung und den zuvor nicht mit Lack bedeckten Flächen verbleibt. In gleicher Weise wird dieses für den n-Kontakt mit Photolackschicht und Passivierung wiederholt (s. Abbildung 3.12l-o). Um den Widerstand sowohl der n- als auch der p-Schottky-Kontakte zusätzlich zu verringern, wird der prozessierte Wafer bei  $450^{\circ}\text{C}$  über 2 min ausgeheizt, so dass das Titan in den Halbleiter eindiffundieren kann; nach [100] resultiert daraus ein geringer spezifischer Widerstand einer Ti/Pt/Au-Schicht auf p-dotiertem AlGaAs von  $2,8 \cdot 10^{-5} \Omega\text{m}$ .

Ein in dieser Arbeit entwickelter und prozessierter REOT ist in Abbildung 3.13a in einer Lichtmikroskop- und in Abbildung 3.13b in einer REM-Aufnahme perspektivisch dargestellt. Die jeweils hellen Bereiche stellen die Kontakte und Leiterbahnen aus Titan/Platin/Gold dar. In Abbildung 3.13a sind die verschiedenen Kontaktbelegungen, Passivierungen und wichtigsten Maße des REOTs dargestellt.



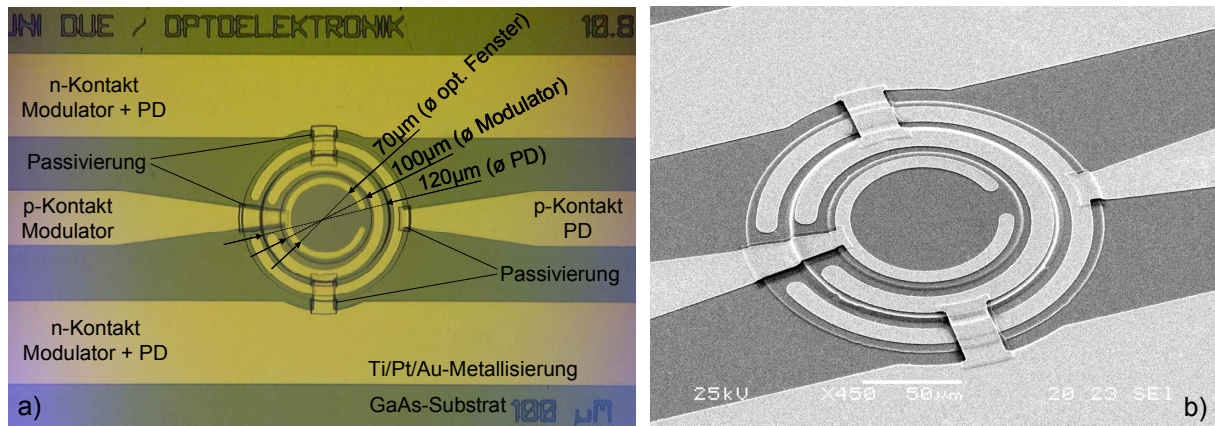


Abbildung 3.13: (a) Lichtmikroskopaufnahme (Vergrößerung 20-fach): Aufsicht mit Kontaktierung und Maßen und (b) REM-Aufnahme eines REOT

Die Passivierung wird zum einen als Brücke für die Metallisierung über die Stufen der Halbleiterstruktur verwendet. Die Kanten des Durimid sind weniger scharfkantig als die Halbleiterstufen, so dass dadurch eine Unterbrechung der metallischen Leiter beim Aufdampfen an großen Höhenunterschieden des Halbleitermaterials vermieden wird. Zum anderen dient die Passivierung als Isolator an Stufen und zwischen dem n- und p-Kontakt der PD. Dieser zeigt eine flächige Überlagerung metallischer Bereiche, die grundsätzlich kapazitiv wirkt und dadurch die Grenzfrequenz der Diode beeinflussen kann. Für dieses Bauteil wurde dieses Design allerdings gewählt, da über die große Fläche des p-Ringkontaktes der PD auch bei inhomogener Ätztiefe das dünne p-Gebiet der pin-PD getroffen werden kann und der Kontaktwiderstand aufgrund der großen Fläche möglichst klein wird.

Die Metallkontakte und Koplanarleitungen wurden so entworfen, dass diese jeweils über Mikroprober mit einem Pitch von 150 µm kontaktiert werden können und einen Wellenwiderstand von 50 Ω aufweisen. Der p-Kontakt des Modulators mit einem Innendurchmesser von 70 µm (in Abbildung 3.13a, bezeichnet mit „optischem Fenster“) ist so gewählt, dass eine direkte Kopplung einer MMF mit einem Kerndurchmesser von 62,5 µm mit einer  $NA = 0,275 \pm 0,015$  für die Positionierung der Faser ohne zusätzliche Optik möglich ist. Die Kontakte sind ringförmig ausgelegt, um eine möglichst große Metall-Halbleitergrenzfläche bei gleichzeitig großem opt. Fenster zu erhalten. Durch die Geometrie der Ringkontakte ergibt sich der Durchmesser von 100 µm für die Schichtstruktur des Modulators; der Durchmesser der Schichtstruktur der PD erhöht sich durch den metallischen n-Kontakt und den erforderlichen Abständen auf insgesamt 120 µm.



## Charakterisierung des REOT

In diesem Kapitel werden zunächst die messtechnischen Versuchseinrichtungen zur Charakterisierung des REOTs vorgestellt. Wichtig sind hier vor allem die optische Spektrometrie und die faserbasierten elektro-optischen Messsysteme. Im weiteren Verlauf werden mit diesen Aufbauten die quasistatischen (DC) und dynamischen (HF) elektrischen und elektrooptischen Eigenschaften der Bauteile untersucht, um die Potentiale und Einsatzmöglichkeiten des REOTs in hochfrequenten faseroptischen Links aufzuzeigen.

### 4.1 Messtechnik

#### 4.1.1 DC Messtechnik

Zur Charakterisierung der quasistatischen elektrischen und elektrooptischen Eigenschaften des REOT werden im Folgenden zwei Messaufbauten beschrieben. Mit einem optischen Spektrometersystem auf Basis eines Lichtmikroskops (Abbildung 4.1) lassen sich die Modulator Kenngrößen „Reflektivität“, „Modulationseffizienz“ und „-kontrast“ wellenlängenabhängig bestimmen.

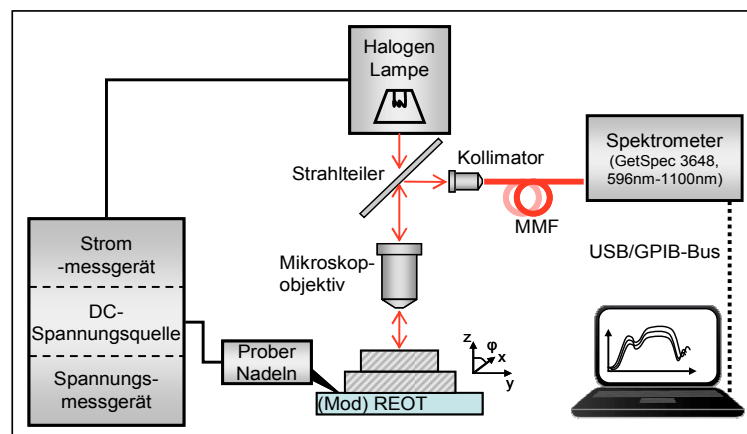


Abbildung 4.1: Messaufbau zur quasistatischen Charakterisierung der elektrischen und elektrooptischen Eigenschaften des REOT-Modulators mittels optischer Spektroskopie

Als Lichtquelle dient eine Halogenlampe mit breitem Emissionsspektrum. Über eine Freistrahloptik mit einem Strahlteiler und einem Mikroskopobjektiv wird der REOT beleuchtet. Das reflektierte Signal wird am Strahlteiler reflektiert, über einen Kollimator in eine MMF eingekoppelt und mit einem Spektrometer (GetSpec<sup>®</sup> 3648-SPU2) gemessen. Mit einer Konstantspannungsquelle lässt sich (Keithley SourceMeter<sup>®</sup> 2400, max. Messgenauigkeit  $\pm 5\mu\text{V}/\pm 10\text{pA}$  [103]) am Modulator über eine Kontaktiervorrichtung mit Probernadeln eine Spannung anlegen. Um ein Objektiv mit möglichst hoher Brennweite und kleiner Vergrößerung verwenden zu können, wird ein Modulator mit gleicher Vielschichtheterostruktur des selben Wafers mit einem optischen Fenster von  $980\mu\text{m}$  verwendet.

Die Bestimmung der Strom-Spannungs-Kennlinien, der Responsivitäten der Einzelkomponenten des REOTs und des Kopplungsverhaltens zwischen Faser und REOT erfolgt mit einem faserbasierten Messaufbau (Abbildung 4.2a). In diesem Aufbau werden die gleichen Lichtquellen verwendet, die im später vorgestellten Übertragungssystem zum Einsatz kommen, so dass die Messungen unter den statischen Betriebsbedingungen des in Kapitel 5 vorgestellten faseroptischen Übertragungssystems durchgeführt werden.

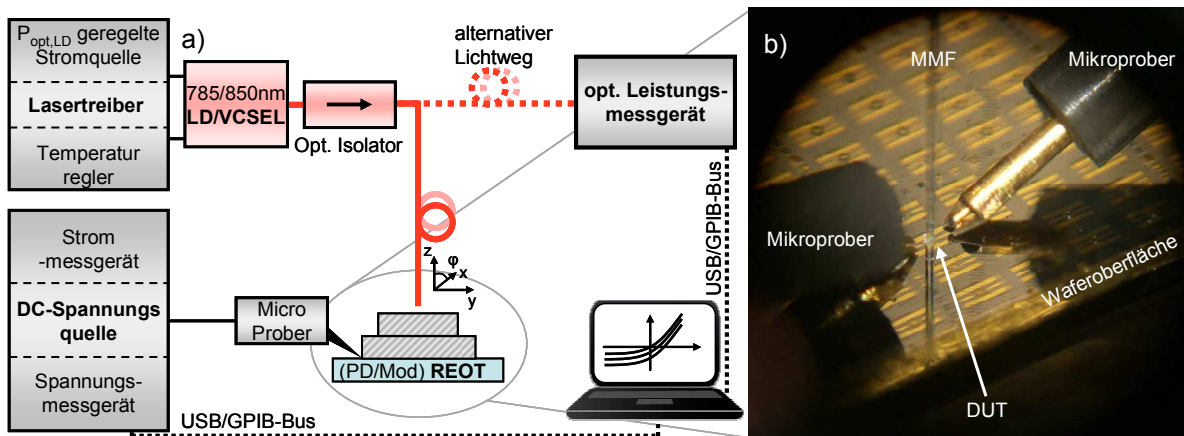


Abbildung 4.2: (a) Messaufbau zur Bestimmung der Strom-Spannungs-Charakteristik und Responsivität der Teilkomponenten sowie des Kopplungsverhaltens, (b) Photo der el. Kontaktierung und Faser-Chip-Kopplung eines REOTs

Als Lichtquellen dieses Aufbaus dienen zum einen eine fasergekoppelte LD (Hitachi 7851G, Emissionswellenlänge bei  $785\text{ nm} \pm 4\text{ nm}$ , verbaut in LD-Mount Thorlabs TCLDM9 und einstellbar über aktive Regelung der Temperatur im LD-Mount) und zum anderen ein fasergekoppelter VCSEL (IMM Photonics/ULM Photonics ST-Gehäuse, Emissionswellenlänge bei  $850\text{ nm}$  bei  $20^\circ\text{C}$  Gehäusetemperatur). Die LD wird über einen Lasertreiber (Profile LDC400/TED420, Newport Model 505) mit einer über die Monitorphotodiode des LDs regelbaren Stromquelle betrieben, um eine konstante Emission zu gewährleisten. Ein optischer Isolator (Hanrui 801002,  $> 17\text{ dB}$  Rückflusdämpfung bei  $\lambda_1$ ) verhindert die Rückkopplung des vom REOT reflektierten Signals in die LD bzw. den VCSEL, so dass diese in erster Näherung nicht über die Rückkopplung beeinflusst werden. Eine an den Isolator angeschlossene

MMF mit  $62,5\ \mu\text{m}$  Kerndurchmesser und einer  $NA = 0,275 \pm 0,015$  (Werte gelten für alle in diesem Kapitel verwendeten MMF) führt das Licht zur Faserspitze der Auskoppelfaser bzw. zum Leistungsmessgerät. Die optische Leistung, die am Ende der 5 m langen Faser ausgekoppelt wird, wird über einen alternativen Lichtweg mit einem optischen Leistungsmessgerät (Newport 1815-C\_818-SL) bestimmt. Die 5m lange Auskoppelfaser zum REOT wird für eine optimale Kopplung mit einem Faserschneider (Newport FiberCleaver<sup>®</sup> FK11) geritzt und orthogonal zur Faserlängsachse gebrochen.

Die elektrische Kontaktierung jeder Teilkomponente des REOTs erfolgt über Koplanarmessspitzen (Mikroprober Picoprobe<sup>®</sup> Model 50A GSG DP). Diese werden auf den jeweiligen Kontaktflächen seitlich des REOTs aufgesetzt. Mit diesen Mikroprobern werden sowohl Gleichspannungssignale als auch HF-Signale übertragen. Diese sind an eine rechnergesteuerte Gleichspannungsquelle mit integriertem Strom-Spannungs-Messgerät (Keithley SourceMeter<sup>®</sup> 2400) angeschlossen.

Das Foto in Abbildung 4.2b zeigt die vertikale Kopplung der Faser zum zu testeten Bauteil (DUT, engl. device under test). Der REOT kann unsepariert auf Waferebene untersucht werden. Die Ausrichtung der Faser oberhalb des REOTs wird über eine Mikrometerversstelleinheit in drei Richtungen sowie im Winkel eingestellt.

#### 4.1.2 HF Messtechnik

In diesem Unterkapitel werden die Messeinrichtungen zur Bestimmung der frequenzabhängigen elektrooptischen und elektrischen Eigenschaften der Einzelkomponenten des REOTs beschrieben. Dieses ist der Frequenzgang beider Teilkomponenten sowie der SFDR des Modulators. Die Impedanzen des Modulators und die elektromagnetische Kopplung zwischen Modulator und PD werden mittels Netzwerkanalyse ermittelt.

Bei allen Hochfrequenzmessungen wird über eine zusätzliche Messung mit unterbrochenem optischen Pfad sichergestellt, dass die Messergebnisse nicht durch weitere nicht faseroptische Übertragungswege, wie z.B. einer Funkübertragung, die Ergebnisse verfälschen. Für einen gültigen Messwert der optischen Übertragung wird festgelegt, dass die Signalamplitude mit unterbrochenem optischen Pfad einen um mindestens 50 dB kleineren Messwert aufweisen muss, als der Messwert, der mit der optischen Übertragung gemessen wird.

Für die Bestimmung der frequenzabhängigen Übertragungscharakteristik des Modulators wird der in Abbildung 4.3 dargestellte Messaufbau verwendet. Zentral ist in diesem Aufbau das bidirektionale faseroptische System bestehend aus den bereits vorgestellten Komponenten LD als Lichtquelle (Hitachi 7851G in LD-Mount) und optischem Isolator.

Über ein variables optisches Dämpfungsglied (VOA, engl. variable optical attenuator) wird die optische Leistung definiert abgeschwächt, um den Betriebspunkt und damit die Emissionswellenlänge der LD für unterschiedliche Ausgangsleistungen am Faserende konstant

halten zu können (Abbildung 4.3a). Dieses wird über einen stufenlos einstellbaren Abstand zwischen zwei FC/PC-Steckern erreicht. Über einen der zwei „geteilten“ Pfade eines optischen Leistungsteilers mit einem Verhältnis von 50:50 (Thorlabs FCMM625-50A) wird das optische Signal eingekoppelt und über die MMF zum Modulator geführt. Dieses wird vom Modulator reflektiert, in die Faser zurück gekoppelt und über den gleichen Leistungsteiler zu einer PD geleitet. Die Verwendung des 50/50-Leistungsteilers führt dazu, dass das nutzbare optische Signal zweimal um 3 dB gedämpft wird. Zunächst erfolgt dies bei der Einkopplung über den einen 50 %-Pfad. Bei Rückreflektion vom Modulator wird das modulierte Signal in beide 50 %-Pfade geführt. Die PD ist zusammen mit integriertem Transimpedanzverstärker (TIA) als Receiver Optical Sub Assembly (ROSA, Finisar HFD6180-418) verbaut und besitzt eine 3dB-Grenzfrequenz oberhalb von 9 GHz, so dass sich diese nicht begrenzend auf den angestrebten Frequenzbereich des optischen Links bis etwa 6 GHz auswirkt. Der optische Isolator verhindert die Rückkopplung über den zweiten 50%-Pfad des Leistungsteilers in die LD.

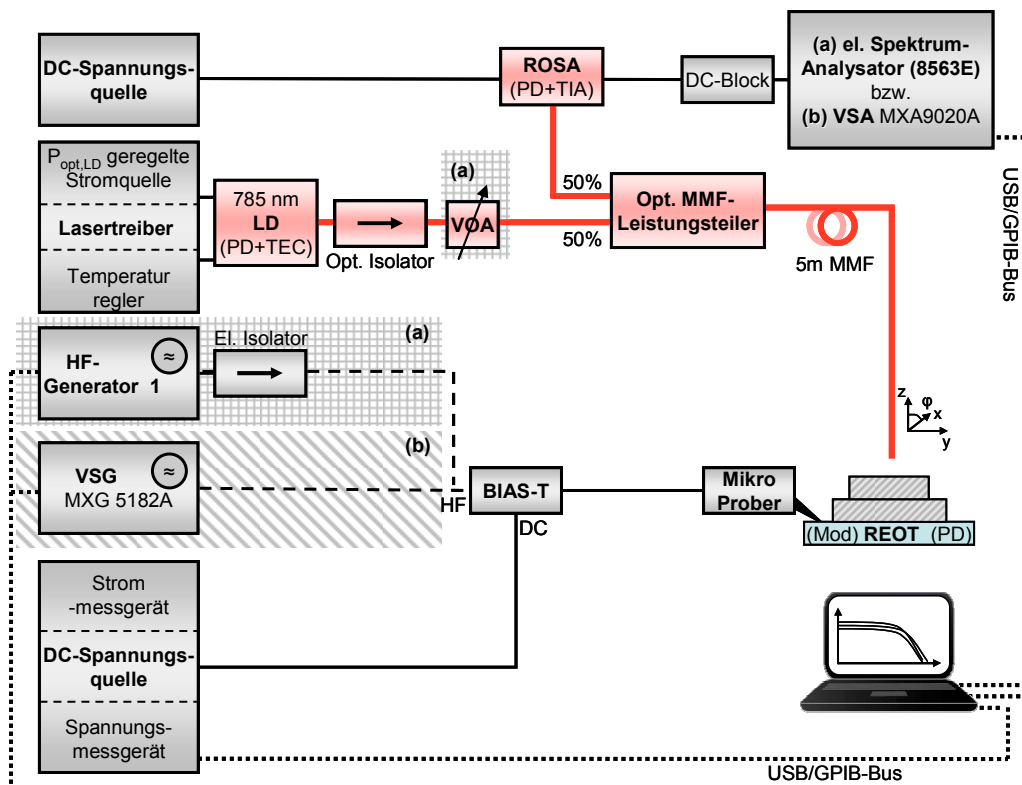


Abbildung 4.3: Messaufbau zur Bestimmung (a) des Frequenzganges des Modulators, Kontaktierung über Pfad (a) [schraffierter Bereich und Komponente mit Markierung (b) sind nicht existent] und (b) der Intermodulationsprodukte und des SFDR im Zweiten-Messverfahren des Modulatorlinks (Uplink), [markierter Bereich und Komponenten (a) nicht existent]

Als elektrische Signalquelle für die Messung des Frequenzganges dient ein HF-Generator (Wiltron Swept Frequency Synthesizer 6769A). Mit diesem Signal wird der Modulator über einen HF-Isolator (Aercom 2040-2) zur Unterdrückung von Reflexionen sowie ein Bias-T





der Ausgangsseite die PD zugeordnet sind. Die Streuparameter werden bei unterschiedlichen Signalleistungen und Bias-Spannungen mit Hilfe des in Abbildung 4.5 dargestellten Messaufbaus aufgezeichnet. Der optische Aufbau entspricht dem optischen Aufbau zur DC-Analyse des Modulators (s. Abbildung 4.2a).

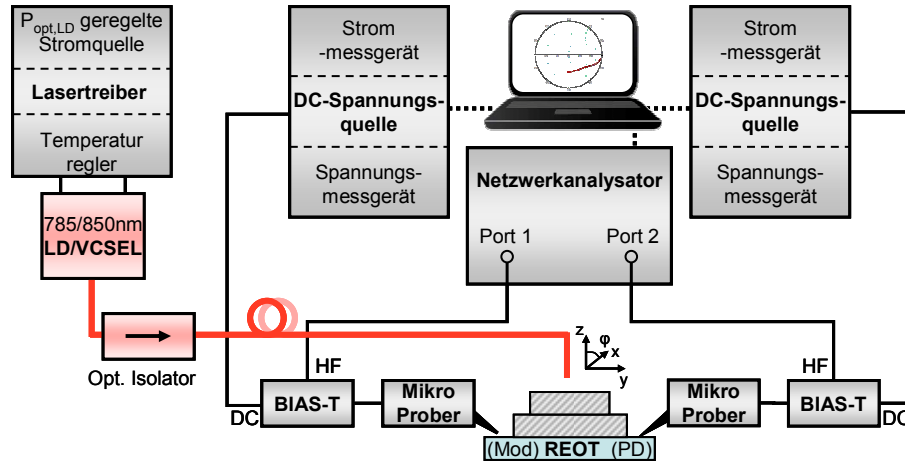


Abbildung 4.5: Messaufbau zur Bestimmung der Streuparameter des REOTs

Über die Reflexionsparameter  $S_{11}$  für den Modulator und  $S_{22}$  für die PD können die komplexen Impedanzen der Bauteile frequenzabhängig bestimmt werden [105]. Der Betrag des Übertragungsparameters  $S_{21}$  in  $dB$  gibt das Verhältnis zwischen der elektrischen Eingangsleistung am Modulator (Tor 1) und der elektrischen Ausgangsleistung an der PD (Tor 2) wieder. Dieser Betrag beschreibt das Übersprechen, das durch die elektromagnetische Kopplung zwischen Uplink (Modulator) auf Downlink (PD des REOTs) hervorgerufen wird.

## 4.2 DC Charakterisierung

Die quasistatischen Eigenschaften des REOTs umfassen die Reflexionscharakteristik, über die die Effizienz und der Kontrast des Modulators bestimmt werden. Mit der Analyse des Strom-Spannungs-Verhaltens der Einzelkomponenten werden unter Bestrahlung die Diodencharakteristik und die Responsivität bei unterschiedlichen Vorspannungen ermittelt.

### 4.2.1 Reflexionscharakteristik des Modulators

Die repräsentative Reflexionscharakteristik des Modulators wird mit einer Versuchsanordnung ermittelt, die in Abbildung 4.1 dargestellt ist. Die Messapparatur (s. Abbildung 4.1) wird über die Reflexion einer auf ein Glassubstrat aufgedampften 500 nm dicken Goldschicht geeicht und normiert. Die Normierung des Reflexionsfaktors und des Kontrastes werden jeweils bezogen auf die Reflexion des Modulators mit Beschaltung im Leerlauf.



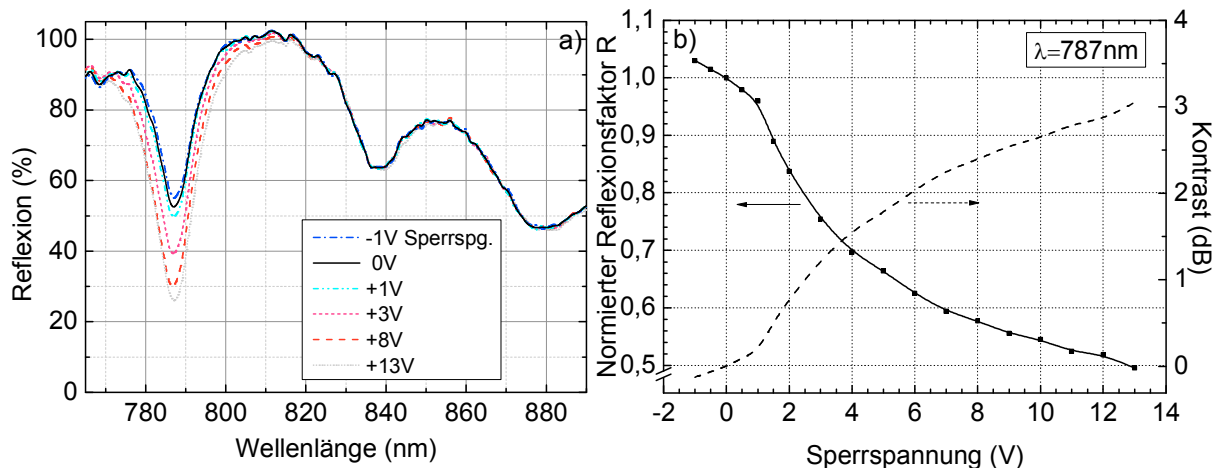


Abbildung 4.6: (a) Reflexionsspektrum für unterschiedliche Sperrspannungen bezogen auf die Reflexionscharakteristik einer auf Glassubstrat aufgedampften Goldschicht (b) Gemessener normierter Reflexionsfaktor und Kontrast des REOT ( $\varnothing=980 \mu\text{m}$ , Probe UDE221\_11\_1.1) bei  $\lambda_1=787 \text{ nm}$  in Abhängigkeit der Sperrspannung

Die wellenlängenabhängige Reflexionscharakteristik ist in Abbildung 4.6a für unterschiedliche Sperrspannungen aufgetragen. Im Vergleich zum simulierten Verlauf (vgl. Abbildung 3.3b) liegt die Wellenlänge der größten spannungsabhängigen Reflexionsdifferenz, die gleich der FP-Wellenlänge des Modulators ist, bei  $787 \text{ nm}$ . Im Bereich von  $840 \text{ nm}$  und  $880 \text{ nm}$  liegen lokale Reflexionsminima, die von der Sperrspannung näherungsweise nicht beeinflusst werden. Der Wert der Grundreflexion bei  $0 \text{ V}$  liegt bei  $52 \%$  bezogen auf die Reflexion des mit Gold bedampften Glassubstrates. Dieser Wert liegt deutlich unter dem des simulierten Reflexionsfaktors  $81.2 \%$ . Gründe dafür können eine erhöhte Absorption in der Schichtstruktur durch eine inhomogene und damit nicht an die Wellenlänge angepasste DHS sowie eine dadurch ebenfalls erhöhte Transmission sein.

Der Verlauf der Reflexionscharakteristik bestätigt die erwartete „Blauverschiebung“ nach Auswertung der TEM-Aufnahmen (Abbildung 3.11). Gründe dafür sind eine insgesamt geringere Schichtdicke der Resonatorschicht und aller unterhalb des Resonators liegenden Bragg-Struktur.

Abbildung 4.6b zeigt den Verlauf des gemessenen normierten Reflexionsfaktors und des errechneten Kontrasts bei der Resonatorwellenlänge  $\lambda_1=787 \text{ nm}$  gegen die Sperrspannung des Modulators. Die Charakteristik des normierten Reflexionsfaktors bestätigt im Wesentlichen dem in Formel (2.12) berechneten und in Abbildung 3.6 dargestellten Verlauf.

Im Durchlassbereich der Modulatordiode, also einer Sperrspannung von  $-1 \text{ V}$ , ist die Reflexion gegenüber der Reflexion bei  $0 \text{ V}$  erhöht, was auf eine reduzierte Absorption bzw. veränderte Brechungsindizes und damit erhöhte Reflektivität des Modulators zurückzuführen ist (vgl. Abbildung 2.6). Da zudem bei dieser Spannung keine Emission von Licht nachgewiesen werden kann, wird dieses auf das sich durch die Dotierkonzentration der p- und n-Schichten ausbildende innere elektrische Feld zurückgeführt. Durch die negative Sperrspannung kann

dieses Feld kompensiert werden und eine höhere Reflexion als bei 0 V erfolgen. Zwischen -1 V und +1 V Sperrspannung liegt ein näherungsweise linearer Zusammenhang aus Reflexion und Spannung mit einem Kontrast von 0,3 dB vor. Damit ergibt sich für die Modulationseffizienz  $E_{\text{Mod}}$  im Arbeitspunkt von 0 V ( $\pm 1$  V) ein Wert von 0,15 dB/V. Ein weiterer Bereich näherungsweise linearen Verlaufs liegt im Arbeitspunkt von 2 V Sperrspannung ( $\pm 1$  V) mit  $E_{\text{Mod}} = 0,5$  dB/V.

Der höchste zu erzielende Modulationskontrast liegt bei 3 dB bei einer Sperrspannung von 13 V mit einer resultierenden Feldstärke von 792 kV/cm in der Resonatorschicht (Dicke: 164 nm). Dieser Wert ist vergleichbar mit dem in den Simulationen erzielten Kontrastwerten (vgl. Abbildung 3.6). Bei U-I-Messungen liegt die typische Durchbruchsperrspannung des Modulators ( $\varnothing=980 \mu\text{m}$ ) bei 14 V, was die maximalen Feldstärken innerhalb der in dieser Arbeit hergestellten Modulatoren durch extern angelegte Spannungen begrenzt.

Die Reflexionsdämpfung des REOT-Modulators in Abhängigkeit von der Faserposition wird über die Analyse der optischen Leistungsverteilung im System ermittelt (vgl. Kap. 5.1.1).

#### 4.2.2 Strom-Spannungs-Charakteristik

Die Strom-Spannungs-Charakteristik der Bauteile mit einem Modulatordurchmesser von 100  $\mu\text{m}$  (optisches Fenster 70  $\mu\text{m}$ ) und einem entsprechenden PD-Durchmesser von 120  $\mu\text{m}$  und einer i-Schichtdicke von 1,5  $\mu\text{m}$  werden im Folgenden untersucht. Ursache der Abweichung zur in Kapitel 3.2.2 optimierten i-Schichtdicke von 3,48  $\mu\text{m}$  ist, dass der in dieser Arbeit charakterisierte REOT mit einem Testwafer mit eben dieser Schichtstruktur der PD hergestellt worden ist, da die Funktion des Modulators eine deutlich höhere Reflektivität, Modulationseffizienz und Transmission bei der Modulationswellenlänge von 787nm aufweist.

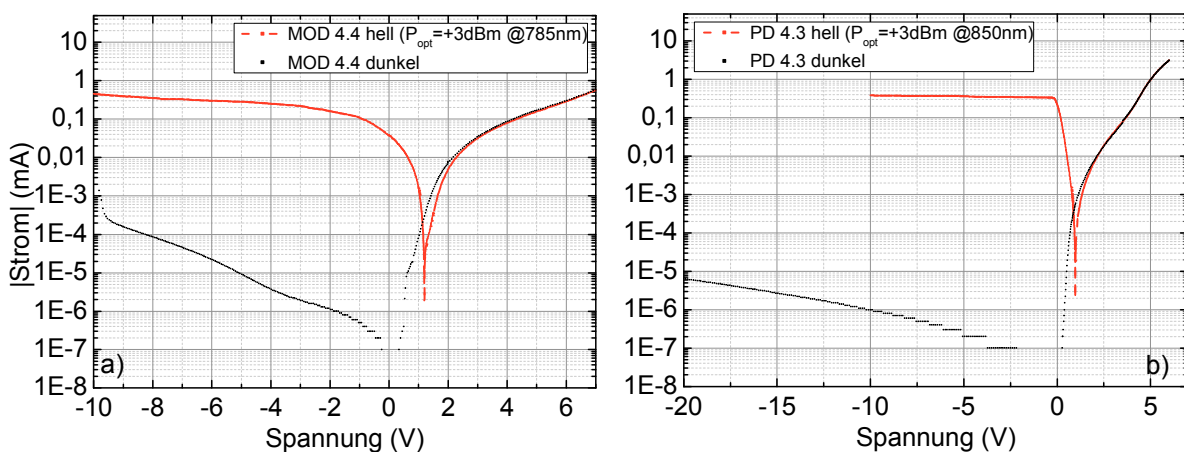


Abbildung 4.7: Gemessene repräsentative Strom-Spannungs-Kennlinien (a) des Modulators (Probe UDE221\_10\_4.4) und (b) der Photodiode (Probe UDE221\_10\_4.3)

Mit dem in Abbildung 4.2 dargestellten Aufbau werden die Dunkel- und Hellkennlinien mit Bestrahlung einer optischen Eingangsleistung von jeweils +3 dBm ( $\text{Linienbreite}_{\text{LD,FWHM},785\text{nm}}$

$< 0,2 \text{ nm}$ ,  $\text{Linienbreite}_{\text{VCSEL,FWHM},850\text{nm}} < 0,4 \text{ nm}$ ) aufgenommen und gegen die Spannung für den Modulator (s. Abbildung 4.7a) und die PD (s. Abbildung 4.7b) aufgetragen. Die unbeleuchteten Komponenten des REOTs weisen eine charakteristische Diodenkennlinie auf, wobei mit zunehmender Sperrspannung der Sperrstrom ansteigt. Dieser Sperrstrom kann als Generationsstrom bezeichnet werden und lässt sich nach [107] auf die thermische Generation von Ladungsträgern in der RLZ zurückführen, die durch die angelegte Spannung getrennt werden. Die gemessenen Bahnwiderstände, die aus der Differenz der Spannungen zwischen idealer halblogarithmischer Kennlinie und gemessener Kennlinie bei hohen positiven Spannungen nach [108] bestimmbar sind, liegen für den Modulator bei  $3,5 \Omega$  und für die PD bei  $35 \Omega$ . Dieser vergleichsweise hohe Wert des Serienwiderstandes der PD wird durch den teilweise auf dem Substrat und nicht auf der p-Schicht der PD liegenden metallischen Kontakt zurückgeführt. Dieser Wert führt entsprechend zu einer geringeren Grenzfrequenz der PD, als die in Abbildung 3.8b für eine Schichtdicke von  $1,5 \mu\text{m}$  simulierte Wert von etwa  $3,5 \text{ GHz}$ . Der Sperrstrom liegt für die Dioden bei  $I_{s,\text{Mod}} = 0,2 \text{ nA}$  und  $I_{s,\text{PD}} = 60 \text{ nA}$ ; die Sperrstromdichten ergeben sich entsprechend zu  $J_{0,\text{Mod}} = 25 \text{ nA/mm}^2$  und  $J_{0,\text{PD}} = 5 \mu\text{A/mm}^2$ . Die Durchbruchspannungen liegen für den Modulator zwischen  $-9,6 \text{ V}$  und  $-11 \text{ V}$  und für die PD mit einem Durchmesser von  $120 \mu\text{m}$  bei  $-18 \text{ V}$ .

Zur Bestimmung der Responsivitäten werden die Strom-Spannungskennlinien für verschiedene optische Leistungen bei den Funktionswellenlängen von  $\lambda_{\text{Mod}} = 785 \text{ nm}$  und  $\lambda_{\text{PD}} = 850 \text{ nm}$  bestimmt (Aufbau s. Abbildung 4.2). Dabei wird die Faser dreidimensional sowie im Winkel über dem REOT so justiert, dass sich ein maximaler Strom einstellt (vgl. auch Kap. 5.1.1).

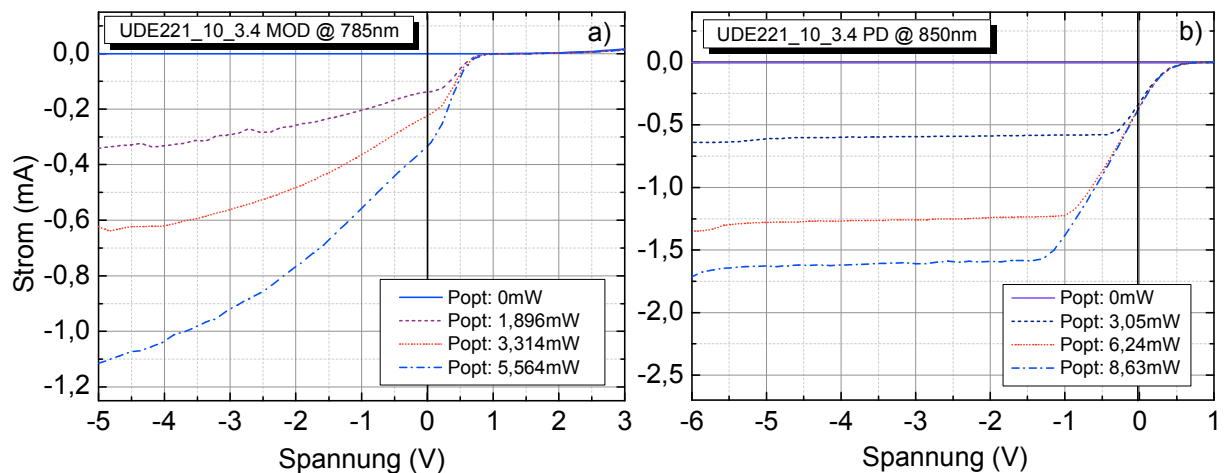


Abbildung 4.8: Gemessene repräsentative Strom-Spannungs-Kennlinien des (a) Modulators und der (b) PD des REOTs (Seriennummer UDE221\_10\_3.4) bei unterschiedlicher optischer Ausgangsleistung der Faserspitze der entsprechenden Funktionswellenlänge MOD:  $\lambda_1 = 785 \text{ nm}$ , PD:  $\lambda_2 = 850 \text{ nm}$

In Abbildung 4.8a und 4.8b sind die Kennlinien des Modulators und der PD des REOTs mit der Seriennummer UDE221\_10\_3.4 dargestellt. Der durch die optische Leistung generierte Photostrom im Modulator steigt mit zunehmender Sperrspannung an. Die Kurzschlussstrom-

aufnahme des Modulators bei einer Vorspannung von 0 V und einer optischen Leistung an der Faserspitze von 5,564 mW liegt bei 0,33 mA. Es ergeben sich daraus für eine Vorspannung von 0 V bei Bestrahlung mit Licht der Modulatorwellenlänge im Mittel eine Responsivität von  $r_{\text{Mod},0\text{V}} = 0,06 \text{ A/W}$ , für -1 V von  $r_{\text{Mod},-1\text{V}} = 0,1 \text{ A/W}$  und für -4V von  $r_{\text{Mod},-4\text{V}} = 0,18 \text{ A/W}$ . Über die Responsivitäten kann der Photostrom und damit die maximale Spannung errechnet werden. Die Responsivitäten lassen darauf schließen, dass sich durch eingestrahlte optische Leistung nur ein geringer Photostrom einstellt und entsprechend hohe Feldstärken innerhalb der intrinsischen Schicht möglich sind.

Bei der Photodiode verhält sich der Photostrom im Bereich zwischen -1,2 V und -5 V proportional zur optisch einfallenden Leistung. Der Dunkelstrom ist bei negativen Vorspannungen zwischen 0 V und -5 V mit einem Wert kleiner als 20 nA (bei -1 V liegt dieser bei 1,2 nA) im Verhältnis zum Photostrom hier zu vernachlässigen. Es ergibt sich für eine Vorspannung von -2 V eine Responsivität von 0,19 A/W. Unter der Annahme, dass ein Drittel des eingestrahnten Lichtes die PD erreicht, ergibt sich für die Responsivität der PD des REOTs - für sich betrachtet - ein Wert von 0,57 A/W, was einer Quanteneffizienz von 0,9 entspricht.

### 4.3 HF Charakterisierung

In diesem Unterkapitel wird das dynamische Verhalten beider Bauteile des REOTs untersucht. Zunächst wird der Eingangsreflexionsfaktor des Modulators messtechnisch bestimmt. Damit wird ein erweitertes Ersatzschaltbild (ESB) des Modulators für die Simulation ermittelt, um in einer Basisstation eine Anpassung der Treiberschaltung des Modulators vornehmen zu können. Im weiteren Verlauf werden die Frequenzgänge beider REOT-Bauteile für unterschiedliche Arbeitspunkte, eingestrahlte optische Leistung, und - für den Modulator - angelegte elektrische HF-Leistung im kurzen faseroptischen Link mit dem Ziel untersucht, die frequenzabhängige HF-Einfügedämpfung des jeweiligen Links zu ermitteln. Zudem wird der Einfluss des HF-Betriebs des Modulators auf den PD-Link untersucht, um das Verhalten des REOTs im bidirektionalen Betriebszustand zu ermitteln und damit das Übertragungssystem entwickeln zu können.

#### 4.3.1 Modulatorimpedanz

Der Eingangsreflexionsfaktor  $S_{11}$  des Modulators wird mit dem Netzwerkanalysator bestimmt [106]. Für den Modulator wird die Messung mit dem in Abbildung 4.5 dargestellten Messaufbau in Kombination mit dem Teil des optischen Aufbaus in Abbildung 4.2a durchgeführt. In Abbildung 4.9a sind die gemessenen Verläufe von  $S_{11}$  für die Zustände des Modulators mit und ohne optisch eingestrahelter Leistung von  $P_{\text{opt,in}} = +3 \text{ dBm}$  bei  $\lambda_1 = 785 \text{ nm}$  sowie den Vorspannungen 0 V und -4 V jeweils bei optischer Einstrahlung für den Frequenzverlauf zwischen 50 MHz und 3 GHz dargestellt.

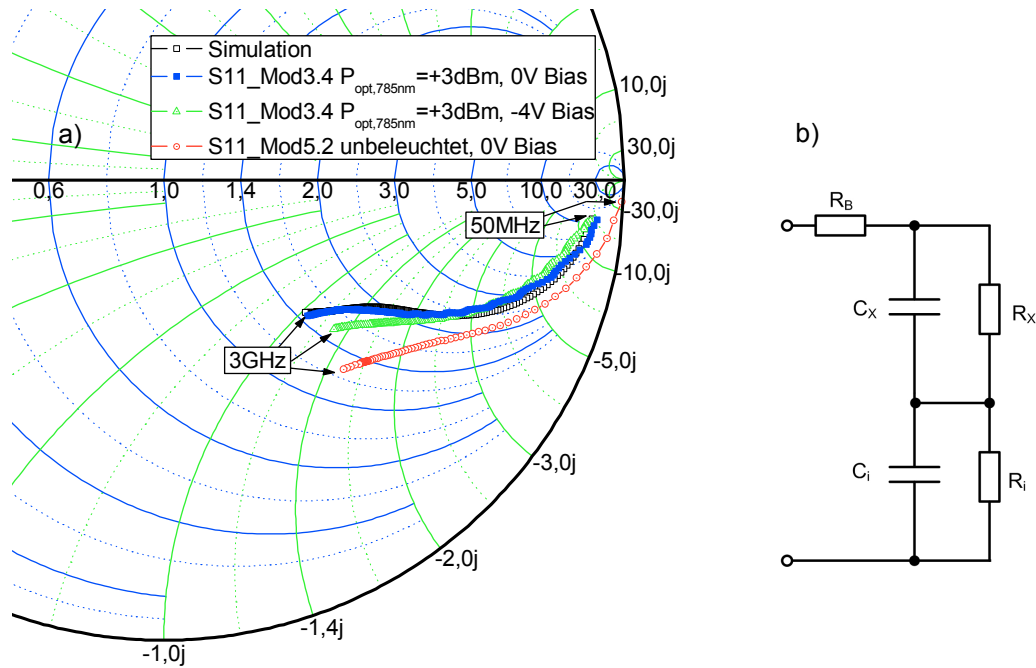


Abbildung 4.9: (a) Ausschnitt eines Smith-Diagramms mit dem Verlauf von gemessenen und simulierten Reflexionsparametern des Modulators bei unterschiedlichen Arbeitspunkten sowohl ohne als auch mit eingestrahlter optischer Leistung (charakteristische Impedanz im Smith-Diagramm  $Z_L = 50 \Omega$ ), (b) ESB des Modulators für die Simulation

Der Verlauf der S11-Parameter (der Abstand der einzelnen Messwerte beträgt hier 50 MHz) zeigt für alle Betriebszustände ein kapazitives Bauteil mit einem bei kleinen Frequenzen hohen Widerstand. Dieser Widerstand ist im unbeleuchteten Fall größer als unter Beleuchtung, da im beleuchteten Fall durch den Photoeffekt freie Ladungsträger in der intrinsischen Schicht generiert werden. Mit zunehmender Frequenz nimmt der Einfluss des reellen Widerstandes auf die Impedanz ab. Der Unterschied der Verläufe der S11-Parameter bei 0 V und -4 V Vorspannung unter Beleuchtung ist gering.

Da der Modulator unter Beleuchtung passiv betrieben werden soll, wird das Ersatzschaltbild hier für den Einsatz des Modulators bei 0 V Vorspannung und +3 dBm optisch eingestrahlter Leistung bestimmt. Entsprechend dem für diesen Betriebszustand gemessenen Verlauf wird das Ersatzschaltbild entwickelt. Die Werte der Widerstände und Kapazitäten werden entsprechend dem gemessenen Frequenzverlauf über Simulationen so angepasst, dass der Verlauf des S11-Parameters dem der Messung näherungsweise entspricht.

Der Modulator besteht, wie bereits in Abbildung 3.11 dargestellt, aus diversen Heteroschichten mit unterschiedlicher Dotierung, für die vereinfacht zwei seriell verschaltete RC-Glieder angenommen werden. Die dotierten Heteroschichten werden vereinfacht als ein RC-Glied mit den Einzelwerten  $C_x$  und  $R_x$  sowie die Sperrschicht als RC-Glied mit der Sperrschichtkapazität  $C_i$  und dem Sperrschichtwiderstand  $R_i$  des intrinsischen Schichtsystems beschrieben.  $R_B$  ist der Bahnwiderstand des Modulators. Das entsprechende ESB ist in Abbildung 4.9b dargestellt.

Die Größen aller Komponenten des ESB werden so gewählt, dass die mit dem Programm AWR Design Environment 2008<sup>®</sup> simulierten Werte des Eingangsreflexionsfaktors S11 den gemessenen Werten von S11 des Modulators möglichst optimal übereinstimmen. Folgende Werte der Einzelkomponenten des ESB entsprechen dem Verhalten des beleuchteten Modulators bei 0 V Bias-Spannung und +3 dBm optisch eingestrahelter Leistung:  $R_b = 0,3\Omega$ ,  $C_x = 4,5\text{pF}$ ,  $R_x = 15\Omega$ ,  $C_i = 9,5\text{pF}$  und  $R_i = 420\Omega$ .

Die Ergebnisse der Simulation der S11-Parameter sind ebenfalls im Smith-Diagramm in Abbildung 4.9a dargestellt. Die Modulatorimpedanz kann demnach näherungsweise mit dem ESB beschrieben werden, um beispielsweise eine Impedanzanpassung einer HF-Treiberschaltung an den Modulator vornehmen zu können.

### 4.3.2 Frequenzgang des Modulators

Zur Bestimmung des frequenzabhängigen Übertragungsverhaltens beider Bauteile des REOTs werden Kleinsignalmessungen über eine Auswertung mittels Spektrumanalyse in verschiedenen Betriebszuständen des Modulators durchgeführt. Veränderliche Größen sind dabei unterschiedliche elektrische Eingangsleistungen, der Arbeitspunkt sowie die optisch eingestrahlte Leistung des Modulators.

Das Messsystem zur Charakterisierung des Modulators entspricht dem in Abbildung 4.3a dargestellten Aufbau, wobei die elektrische Eingangsleistung des Modulators gleich der el. Ausgangsleistung des Generators und die el. Ausgangsleistung der PD gleich der el. Eingangsleistung des Analysators angenommen werden (vgl. Formel (2.17)).

Um das Verhalten des Modulators charakterisieren zu können, wird das Messsystem zunächst geeicht. Dazu werden für die gemessenen Frequenzverläufe des EMLs (s. Abbildung 4.10d) die Differenzen der Messwerte zum Wert der Signalamplitude bei der Frequenz von 100 MHz, die ohne elektrische Eingangsleistung ermittelt worden sind, entsprechend gewichtet und von den gemessenen Frequenzwerten der Messungen subtrahiert. Da ein ROSA mit deutlich größerer Grenzfrequenz als die hier untersuchten Frequenzen von max. 6 GHz verwendet wird, zeigen die resultierenden Frequenzgänge das Verhalten des Modulators bei den bereits oben genannten unterschiedlichen Betriebszuständen.

Abbildung 4.10a zeigt die Frequenzverläufe für unterschiedliche optische Eingangsleistungen des Modulators. Dabei werden die Eingangsleistungen bei immer konstanten Laserbetriebsparametern (150mA, 21 °C) nur durch das variable optische Dämpfungsglied (VOA) in Form einer Abstandsänderung zwischen den Fasersteckern eingestellt. Mit abnehmender optischer Eingangsleistung des Modulators von beispielsweise 3 dB nimmt die Signalamplitude mit 6 dB um den doppelten Wert ab. Aufgrund des logarithmischen Zusammenhangs lässt dieses Verhalten auf einen quadratischen Zusammenhang zwischen der für den Modulator verfügbaren optischen Leistung und der erzielten übertragene Signalleistung schließen. Es wird da-

durch deutlich, dass die optische CW-Leistung am Modulator eine besonders zu berücksichtigende Größe im Hinblick auf die übertragbaren Signalleistungen des faseroptischen Links darstellt.

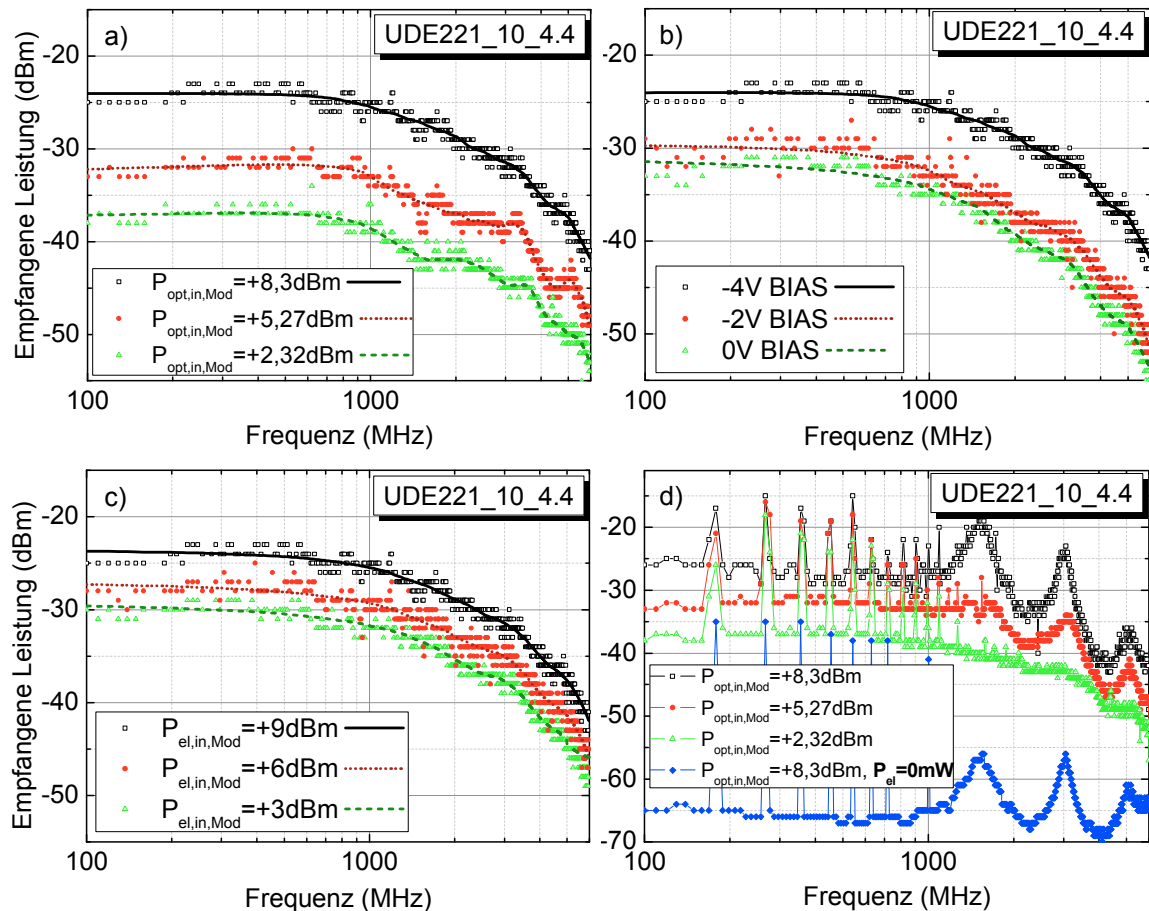


Abbildung 4.10: Frequenzgang des Modulators (a) für drei unterschiedliche optische Eingangsleistungen am Modulator bei konst. el. Leistung  $P_{el,in,Mod} = +9$  dBm, -4V Bias-Spannung, (b) für unterschiedliche Bias-Spannungen des Modulators bei konstanter optischer  $P_{opt,in,Mod} = +8,3$  mW elektrischer Eingangsleistung  $P_{el,in,Mod} = +9$  dBm am Modulator, (c) für unterschiedliche el. Eingangsleistung bei konstanter optischer Eingangsleistung  $P_{opt,in,Mod} = +8,3$  dBm sowie Bias-Spannung von -4 V, die dargestellten Kurven in (a)-(c) stellen die Mittelwerte aus 10 aufeinander folgenden Messwerten dar; (d) Frequenzgang des faseroptischen Systems für drei unterschiedliche optische Eingangsleistungen am Modulator bei konst. el. Leistung  $P_{el,in,Mod} = +9$  dBm bzw. keiner el. Eingangsleistung, -4V Bias-Spannung sowie bei +8,3dBm optischer Leistung und keiner elektrischen Leistung

Die Frequenzantwort des Modulators mit unterschiedlichen Vorspannungen ohne VOA im faseroptischen Aufbau ist Abbildung 4.10b aufgetragen. Die Frequenzverläufe unterscheiden sich für die unterschiedlichen Vorspannungen ausschließlich in der empfangenen Signalamplitude. Damit hat der Betrieb des Modulators in verschiedenen Arbeitspunkten zwischen 0 V und -4 V einen vernachlässigbaren Einfluss auf die Grenzfrequenz. Im Arbeitspunkt von 0 V wird eine um etwa 8 dB kleinere übertragene Signalleistung gemessen als bei einer Vorspannung von -4 V, mit der das Maximum der übertragenen Signalleistung erreicht wird.



Eine Änderung der elektrischen Eingangsleistung (s. Abbildung 4.10c) im Bereich von +3 dBm bis +9 dBm resultiert in einer vergleichbar großen Änderung der Ausgangsleistung der PD der ROSA von -26 dBm bis -32 dBm bei der Frequenz von 1 GHz für die entsprechenden Eingangsleistungen. Der Einfluss der elektrischen Eingangsleistung ist direkt proportional zur Ausgangsleistung des Links.

Die abfallende Charakteristik aller Frequenzverläufe von etwa 20 dB pro Dekade lässt auf den Einfluss einer RC-Zeitkonstante schließen. Dieses Ergebnis unterstreicht damit die theoretischen Vorüberlegungen in Abbildung 2.7 und Formel (2.16).

Abbildung 4.10d zeigt die Frequenzantwort des gesamten Übertragungssystems für unterschiedliche optische Eingangsleistungen. Anhand des Verlaufes lässt sich ableiten, dass durch Mehrfachreflexionen und weitere Resonanzphänomene im faseroptischen System unabhängig von der optischen Eingangsleistung am Modulator für bestimmte Frequenzen Resonanzen auftreten, die deutlich oberhalb der gemessenen Signalamplitude des Links liegen. Auch ohne elektrische Signalleistung am Modulator (s. Kurve unterhalb der Legende in Abbildung 4.10d) sind diese mit bis zu -35dBm messbar, was zeigt, dass es sich um ein optisch hervorgerufenen Effekt handelt. Eine Resonanz tritt periodisch für Frequenzen bis zu etwa 1 GHz mit einem Abstand von etwa 89 MHz auf. Für unterschiedlich lange Faserstrecken sowie mit und ohne Verwendung des VOA liegen diese Resonanzen bei unterschiedlichen Frequenzabständen, so dass der Link so aufgebaut werden kann, dass diese Resonanzen nicht im Bereich der zu übertragenden Frequenzanteile liegen. Ursache dieser Resonanzen ist demnach nicht der Modulator sondern der Aufbau des EMLs, in dem zahlreiche Koppelstellen zusammen mit unterschiedlich langen Fasern und den Leistungsteilern optische Resonatoren bilden, durch die diese Resonanzen entstehen. Eine zweite Resonanz ist für Frequenzen mit einer Differenz von etwa 1,5 GHz erkennbar. Die Ursache dafür wird an dieser Stelle nicht weiter untersucht und soll Gegenstand weiterführender Untersuchungen sein.

Zusammenfassend kann festgehalten werden, dass die Grenzfrequenzen des Modulators mit 1,05 GHz oberhalb der theoretisch berechneten Grenzfrequenz von 600 MHz liegen. Ursache dafür ist der durch die optische Leistung generierte höhere Leitwert  $G_S$  des Modulators (vgl. Abbildung 2.7 bzw. Kap. 2.2.4). Das bedeutet, dass sich mit größerer optischer CW-Leistung zum Modulator das Frequenzverhalten des Modulators und damit die Hochfrequenzeigenschaften des gesamten Systems verbessern. Die Ergebnisse zeigen zudem deutlich, dass auch im Arbeitspunkt von 0 V Übertragungen bis in hohe Frequenzbereiche mit hohen übertragenen Signalleistungen möglich sind.

### 4.3.3 Frequenzgang der Photodiode

Die Frequenzgänge der PD des REOTs werden mit dem Aufbau entsprechend der Abbildung 4.4 aufgenommen. Alle Analysen wurden auch hier mit Proben durchgeführt, bei denen die PD eine i-Schichtdicke von 1,5  $\mu\text{m}$  aufweist. Die Ergebnisse sind in Abbildung 4.11a und b



jeweils für unterschiedliche Sperrspannungen und unterschiedliche optische Eingangsleistungen dargestellt. Dabei wird der Frequenzgang des VCSELs - die 3dB-Grenzfrequenz liegt bei 2,5 GHz - kompensiert, so dass die dargestellten Verläufe dem Frequenzgang der PD entsprechen.

Bei einer Bias-Spannung von -1 V lässt sich über die PD des REOTs eine Signalamplitude von bis zu -50dBm bei 100 MHz messen. Ab einer Sperrspannung von -3 V zeigt sich eine Grenzfrequenz von etwa 750 MHz bei einer absoluten Signalausgangsamplitude von -32 dBm. Für Bias-Spannungen von -5 V und -7 V ergibt sich ein gleicher Verlauf mit einer jeweils um etwa 3 dB höheren Signalamplitude, wenn die Bias-Spannung um 2V reduziert wird. Weitere Messungen zeigen keine signifikante Änderung des Verlaufs zwischen Bias-Spannungen von etwa -3,8 V bis -10 V. Für Faser-Funk-Übertragungen ist aus diesen Gründen ein Betriebspunkt von < -3 V zu wählen.

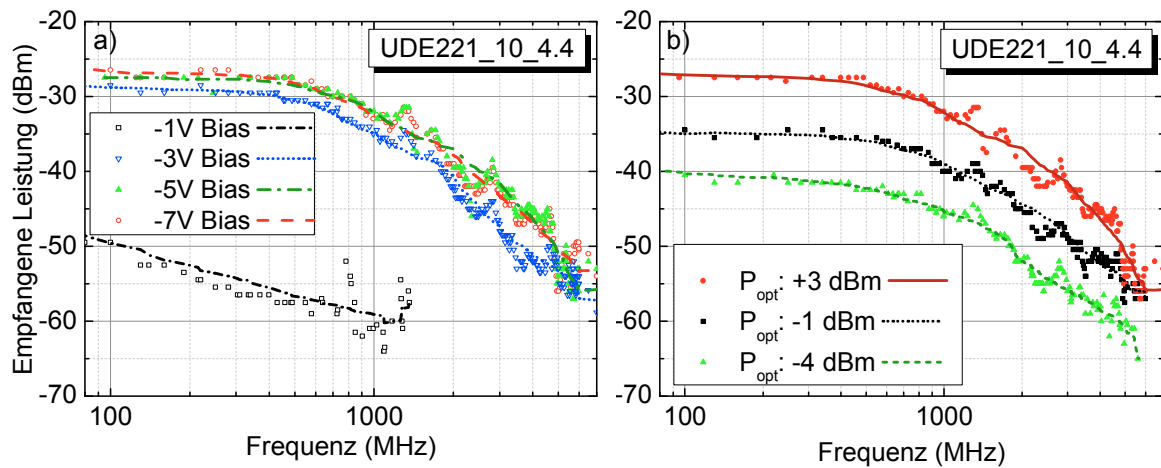


Abbildung 4.11: Frequenzgang der von der PD des REOT UDE221\_10\_4.4 empfangenen Leistung ohne Verstärkung unter Anregung bei (a) unterschiedlichen Bias-Spannungen und konstanter eingestrahelter optischer Leistung von  $P_{\text{opt}} = 1,798 \text{ mW}$  und (b) unterschiedlicher eingestrahelter optischer Leistung und konstanter Bias-Spannung von -5 V; gemessene Rauschleistung (Bandbreite 1 Hz)  $P_{\text{noise}} = -137 \text{ dBm}$

Durch einen hohen Serienwiderstand der PD, der über die DC-Charakteristik bestimmt worden ist und bei etwa  $35 \Omega$  liegt (vgl. Kap. 4.2.2), sowie einer reduzierten i-Schichtdicke von  $1,5 \mu\text{m}$  ist die Grenzfrequenz der PD im Vergleich in Kapitel 3.2.2 simulierten Grenzfrequenz von 6 GHz für eine Schichtdicke von  $3,48 \mu\text{m}$  bzw. von 3,5 GHz für eine Schichtdicke von  $1,5 \mu\text{m}$  zusätzlich reduziert. Durch eine kleinere optische Signalamplitude, die durch den VOA verringert wird, reduziert sich entsprechend auch der Anteil der veränderlichen optischen Signalamplitude und somit des elektrischen Signals der PD bei jedoch gleich bleibendem Kurvenverlauf. Ein Abfall von etwa 20 dB/Dekade für hohe Frequenzen ist bei allen Messungen auf die RC-Zeitkonstanten der PD zurückzuführen.

Die Messungen des Modulators und der PD zeigen, dass Signale bis zu 6 GHz mit beiden Einzelkomponenten des REOTs im faseroptischen Link mit einem  $\text{SNR} > 0$  übertragen wer-

den können. Auch mit den hier bestimmten 3dB-Grenzfrequenzen, die geringer als die Trägerfrequenz eines WLAN IEEE 802.11g-Signals sind, lassen sich schmalbandige Funksignale übertragen.

#### 4.3.4 Übersprechverhalten

Durch den Aufbau des REOTs als hochintegriertes optisches Bauelement mit zwei Teilkomponenten tritt Übersprechen auf. Ursachen dieses Übersprechens sind zum einen die elektromagnetische Kopplung der metallischen Kontakte und die gemeinsame Nutzung des Groundkontaktes des REOTs. Zusätzlich tritt Übersprechen durch die Modulation der optischen Leistung im Modulator auf, die nicht reflektiert sondern zur PD transmittiert wird. Um dieses zu analysieren, kann das elektrische Überkoppeln von Modulatorsignal zum optischen Signal mit Hilfe der Netzwerkanalyse vorgenommen werden. Der Streuparameter S21 gibt den Transmissionsfaktor zwischen dem Modulator als Eingang und der PD als Ausgang des Zweitors an.

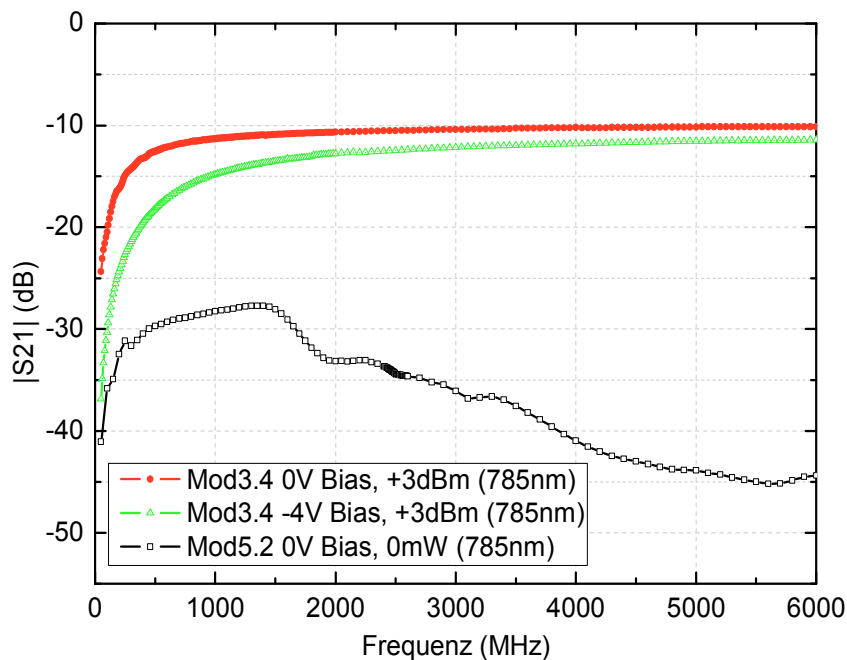


Abbildung 4.12: Gemessene elektrische und opto-elektrische Signalüberkopplung zwischen Modulator und Photodiode (Betrag von S21 als Differenz zwischen Eingangsleistung zum Modulator und gemessener Leistung an der PD) der Probe UDE221\_11\_5.2 und UDE221\_10\_3.4 bei einer elektrischen Signaleingangsleistung am Modulator von +10 dBm, sowie jeweils einer Bias-Spannung von 0 V und -4V am Modulator

Abbildung 4.12 zeigt den Verlauf des Transmissionsparameters S21 als Betragsdifferenz in dB in Abhängigkeit der Frequenz. Dieses wurde mit dem in Abbildung 4.5 dargestellten Messaufbau ermittelt. Die am Faserende ausgekoppelte optische CW-Leistung beträgt +3 dBm bei einer Wellenlänge von  $\lambda_1 = 785$  nm.

Es wird deutlich, dass das Übersprechen aufgrund elektromagnetischer Kopplung zwischen Modulator und PD ohne optisch eingestrahlte Leistung maximal -27 dBm bei 1,4 GHz erreicht. Dieses ist zudem frequenzabhängig und nimmt mit noch höheren Frequenzen ab. Beispielsweise wird im Bereich von 2,5 GHz, der Signalfrequenz von WLAN 802.11g, ein Übersprechen von -34 dBm gemessen.

Das Übersprechen mit optisch eingestrahlter Leistung liegt in weiten Bereichen des Spektrums zwischen -15 dBm und -10 dBm. Ab Frequenzen von etwa 500 MHz ist dieses nahezu frequenzunabhängig. Das Übersprechen im Arbeitspunkt des Modulators bei -4 V ist geringer als im Arbeitspunkt von 0 V. Insgesamt liegen die Werte deutlich oberhalb des Übersprechens, das durch die elektromagnetische Kopplung allein hervorgerufen wird.

Das vergleichsweise geringe Übersprechen zusammen mit einer Frequenzabhängigkeit der elektromagnetischen bzw. kapazitiven Kopplung ist durch ihre Eigenschaft als Impedanz selbst erklärbar. Die Differenz der empfangenen Leistungswerte zwischen dem elektromagnetischen und dem opto-elektrischen Übersprechen ist auf die durch den Modulator modulierte und transmittierte optische Leistung zurückzuführen. Diese hat bei kleinen Frequenzen einen geringeren Einfluss, der mit zunehmender Frequenz zunimmt. Das geringere Übersprechen bei höherer Sperrspannung ist mit einer größeren Grundabsorption der optischen Leistung und damit geringeren Transmission zur PD zu erklären.

Für den Aufbau eines Voll-duplex-Übertragungssystems mit dem REOT ist es daher wichtig, dieses Übersprechen zu berücksichtigen. Aufgrund der relativ hohen Werte von bis zu -10 dBm ist es daher sinnvoll, für beide Übertragungskanäle verschiedene, ausreichend voneinander getrennte Trägerfrequenzen zu wählen. Da dieses jedoch in Funkstandards, die wie beispielsweise GSM und WiMAX eine gleichzeitig bidirektionale Übertragung erfordern, ohnehin erfolgt, ist für diese Systeme das Übersprechen nicht nachteilig.

Weitere Untersuchungen zu diesem Thema finden sich in Kapitel 5.3, in dem eine Voll-duplex-Übertragung mit dem REOT vorgestellt und untersucht wird.

Die in diesem Kapitel dargestellten Untersuchungen des in dieser Arbeit entwickelten REOTs verdeutlichen, dass beide Einzelkomponenten des Transceivers gute Eigenschaften für die Signalübertragung mit MMF bis in den GHz-Bereich besitzen. Entsprechend der in Kapitel 3.1 definierten Ziele ist der REOT ein passives, bidirektionales, reflektives Bauelement, mit dem die angestrebten Wellenlängen im Wesentlichen getroffen wurden. Darüber hinaus bestätigt die gemessene Extinktion des Modulators die theoretischen Voraussagen. Hohe Modulationseffizienzen werden im Arbeitspunkt von -2 V erzielt. Zukunftsweisend ist hier, dass eine Modulation sogar im Arbeitspunkt von 0 V möglich wird. Die Grenzfrequenzen des Modulators und der PD liegen mit 1,05 GHz und 750 MHz zwar unterhalb der Trägerfrequenzen der angestrebten Funksignale, jedoch zeigen die Frequenzgänge, dass auch bis über 6 GHz prinzipiell Faser-Funk-Übertragung möglich ist.

Folglich kann daher bereits hier festgehalten werden, dass die hier bestimmten Eigenschaften des REOT in einem ausgewogenen Verhältnis viele, an das Bauteil gestellte Entwicklungsziele erfüllen. Daher wird bereits hier deutlich, dass der REOT insbesondere als faseroptisches Interface für Faser-Funk-Anwendungen geeignet sein kann.

Die Ergebnisse bilden die Basis für die Untersuchungen des REOTs im faseroptischen Übertragungssystem im folgenden Kapitel. Neben der Linearität, über die im faseroptischen Link eine SFDR-Analyse Aufschluss gibt, werden dort die Übertragung von standardisierten Funksignalen vorgestellt und untersucht.

# 5

## Der REOT im MMF-Übertragungssystem

Aufbauend auf den Messungen des 4. Kapitels, die die Eigenschaften der Einzelkomponenten des Transceivers für die optische Funksignalübertragung zeigen, wird in diesem Kapitel ein optisches Übertragungssystem mit dem REOT vorgestellt und im Hinblick auf dessen Einsatz als optisches Faser-Funk-Übertragungssystem detailliert untersucht. Im Zentrum steht der mit dem REOT-Modulator extern modulierte analoge faseroptische Link (AFL). Die Untersuchungen zum extern modulierten AFL werden in diesem Kapitel in drei Schritten ausführlich erläutert. Zunächst wird das optische Leistungsbudget im gesamten Übertragungssystem unter besonderer Betrachtung der Faser-Chip-Kopplung zwischen MMF und REOT (Kap. 5.1.1) ermittelt. Darüber hinaus werden Messungen zur Dynamik des MMF-Links mit REOT-Modulator vorgestellt, mit denen eine Aussage zur grundsätzlichen faseroptischen Übertragungsfähigkeit von Funksignalen des AFL möglich ist. Eine Analyse der Übertragung von Funksignalen mit dem EML schließt die Untersuchungen des extern modulierten AFL mit REOT ab. Neben diesen Analysen werden die faseroptische Funksignalübertragung mit direkt modulierten AFLs bestehend aus kommerziellen Komponenten, verschiedenen Faserlängen und -typen zum Vergleich untersucht sowie mit der PD des REOTs demonstriert. Mit einer gleichzeitigen bidirektionalen HF-Übertragung mit dem REOT im MMF-Übertragungssystem wird die Voll-duplex-Fähigkeit des Bauteils überprüft.

### 5.1 Charakterisierung eines extern modulierten AFLs mit REOT

Im diesem Abschnitt werden das Verhalten der optischen Leistung entlang der Übertragungsstrecke im EML, das Koppelverhalten des Modulators und der Dynamikbereich des Links mit REOT untersucht, um die Einflussgrößen der Komponenten sowie die optimalen Betriebspunkte aller Komponenten des AFL für die Übertragung von Funksignalen zu ermitteln.

### 5.1.1 Optische Leistungsbetrachtung und Faser-Chip-Kopplung

Um die Ergebnisse der im weiteren Verlauf dargestellten SFDR und EVM-Messungen mit dem MMF-Link mit REOT-Modulator bewerten zu können, ist es notwendig, die jeweils verfügbare optische Leistung im System und damit den genauen Einfluss aller Bauteile zu kennen. Dazu wird zunächst das Messsystem vorgestellt, in dem die Faserposition für die Faser-Chip-Kopplung als optimal angenommen wird. Mit diesem System werden die Leistungsdaten im optischen System ermittelt und die Modulator-Faser-Kopplung bewertet. Im Anschluss folgt dann eine genaue Analyse der optimalen Faserposition für die Koppelwege von der Faser zum Modulator und vom Modulator zurück zur Faser.

Abbildung 5.1 zeigt den Aufbau des faseroptischen Links. Das Licht mit der Uplink-Wellenlänge von  $\lambda_1=785\text{ nm}$  wird von einer fasergekoppelten LD als Konstantlichtquelle emittiert und über das Fasersystem mit Isolator, variablem optischen Dämpfungsglied (VOA), auf einen der beiden 50%-Pfade eines optischen 50/50-MMF-Leistungsteilers (OLT) zum Modulator geleitet. Dieser reflektiert das Signal zurück in die Faser, das dann über den OLT und daher entsprechend um 3 dB gedämpft zur empfangenden PD geführt wird. Der Isolator verhindert eine Rückkopplung zur LD der in den LD-Arm ebenfalls gekoppelten optischen Leistung. Zur Bestimmung der optischen Leistungen im AFL wird die Faser an den gekennzeichneten Stellen (Abbildung 5.1, Bezeichnungen  $L_1$ - $L_4$ ) jeweils unterbrochen und die Leistung mit einem Leistungsmessgerät bestimmt. Da der Modulator sich vom Sender entfernt befindet und als reflektives Bauteil arbeitet, durchläuft das optische Signal zweimal die einzelne lange MMF zwischen Leistungsteiler und REOT.

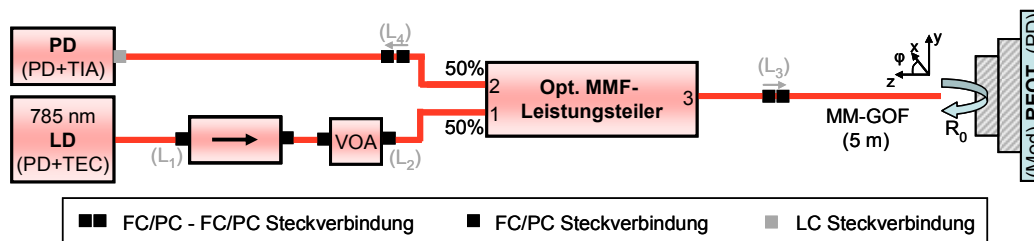


Abbildung 5.1: Detailzeichnung des faseroptischen Links aus Abbildung 4.3 mit Position der Koppelstellen;  $L_1$  -  $L_4$  bezeichnen die Messpunkte der optischen Leistungsmessung zum Teil mit Richtungsangabe, Faserlänge zwischen  $L_3$  und REOT beträgt 5 m

Neben den Fasern selbst, deren Verluste aufgrund der geringen Faserlänge von 5 m zwischen  $L_3$  und Modulator im Vergleich sehr gering sind und daher hier vernachlässigt werden, sind der OLT, der Isolator, das VOA, die Faser-Chip-Kopplung und die Grundreflexion des Modulators verlustbehaftet. Die Verluste der passiven Bauteile lassen sich direkt aus dem jeweiligen Dämpfungsmaß ermitteln. Das Dämpfungsmaß eines jeden Bauteils und der entsprechenden OLT-Koppelrichtung ( $1 \rightarrow 3$  bedeutet Einkopplung an OLT-Koppelstelle 1 und Auskopplung

an OLT-Koppelstelle 3) und die an den verschiedenen weiteren Koppelstellen des AFLs gemessenen Leistungen sind in Tabelle 5.1 gelistet.

Tabelle 5.1: Leistungsverteilung an den Messpunkten L<sub>1</sub>-L<sub>4</sub>, Dämpfungsmaß der einzelnen Bauteile des faseroptischen Links in Abbildung 5.1 und gemessene Leistung an den Messpunkten bei konstanter Einkopplung  $P_{LD}$

BAUTEIL/MESSPUNKT	DÄMPFUNGSMAß (@ 785 nm)	GEMESSENE LEISTUNG
LD 785 nm (120mA, 21°C)	-	$P_{opt,L1} = + 15,02 \text{ dBm}$
Isolator	$P_{opt,L2} - P_{opt,L1} = - \alpha_{isolator} = - 2,31 \text{ dB}$	$P_{opt,L2} = + 12,71 \text{ dBm}$
OLT 1 → 3	$P_{opt,L3} - P_{opt,L2} = - \alpha_{OLT1 \rightarrow 3} = - 4,32 \text{ dB}$	$P_{opt,L3} = + 8,39 \text{ dBm}$ ( $\approx P_{opt,out,Faser} \approx P_{in,MOD}$ )
OLT 3 → 2	$- \alpha_{OLT 3 \rightarrow 2} = - 4,3 \text{ dB}$ (separate Messung)	$L_4: +0,41 \text{ dBm}$ ( $P_{opt,in,PD}$ )

Da der OLT ein reziprokes Bauelement ist, sind die Koppelverluste von Eingang 1 zum Ausgang 3 ( $\alpha_{OLT1 \rightarrow 3} = 4,32 \text{ dB}$ ) und von Eingang 3 zum Ausgang 2 ( $\alpha_{OLT3 \rightarrow 2} = 4,3 \text{ dB}$ ) in beiden Richtungen nahezu gleich. Das Dämpfungsmaß des Isolators liegt bei 2,31 dB. Entsprechend dieser Werte ergibt sich für den CW-Link bei einer Ausgangsleistung von 15,02 dBm der LD ein Dämpfungsmaß von 6,63 dB, womit die Eingangsleistung des Modulators +8,39 dBm ist. Diese Leistung wird hier unter Vernachlässigung der Faserdämpfung und der Koppelverluste zwischen den Fasern an Punkt L<sub>3</sub> und zwischen Faser und Modulator als gleich mit der Ausgangsleistung der Faser als Eingangsleistung des Modulators angenommen. Die am Messpunkt L<sub>4</sub> gemessene Leistung von +0,41 dBm erfolgte bei bereits optimaler Faserposition zur Faser-Chip-Faser-Kopplung am REOT (vgl. Abbildung 5.2). Damit liegt das Dämpfungsmaß für den Link zwischen Modulator und PD bei insgesamt 7,98 dB. In diesem Wert sind dann die Modulatordämpfung, die Koppelverluste und Verluste des Leistungsteilers enthalten.

Der Einfluss der Modulatordämpfung und der Chip-Faser-Kopplung auf die Differenz der gemessenen Leistungen bei L<sub>3</sub> und L<sub>4</sub> ergibt sich über den folgenden Zusammenhang (in dB):

$$\begin{aligned}
 R_{0,Faser} &= R_0 + \alpha_{MOD \rightarrow Faser} \\
 &= P_{opt,L3} - P_{opt,L4} - \alpha_{OLT3 \rightarrow 2} \cdot \\
 &= 3,66 \text{ dB}
 \end{aligned} \tag{5.1}$$

Die Reflexionsdämpfung  $R_{0,Faser}$  des in die Faser zurück gekoppelten Signals ergibt sich aus der Summe der Grundreflexion des Modulators  $\alpha_{MOD \rightarrow Faser}$  und der Faserkoppeldämpfung  $\alpha_{MOD \rightarrow Faser}$ , welche hauptsächlich durch Fresnel-Verluste zwischen Faserstirnfläche und Modulatoroberfläche entstehen [42]. Insgesamt ergibt sich an der Faser-Modulator-Koppelstelle eine Reflexionsdämpfung von  $R_{0,Faser} = 3,66 \text{ dB}$ . Da der REOT-Modulator in spannungsfreiem Zustand mit einer Reflexion von 52 % (vgl. Abbildung 4.6a) das optische Signal ( $\lambda_1 = 787 \text{ nm}$ , Linienbreite<sub>LD,FWHM,785nm</sub> < 0,2 nm) um etwa 3 dB dämpft, liegt die gesamte Reflexionsdämpfung der Faser-Chip-Kopplung bei optimaler Faserposition für beide Koppelrichtungen bei insgesamt 0,66 dB. Dieser kleine Wert für die Koppeldämpfung zeigt, dass durch den vertika-

len Aufbau des REOTs eine gute freistrahloptische Kopplung zwischen MMF und REOT möglich ist.

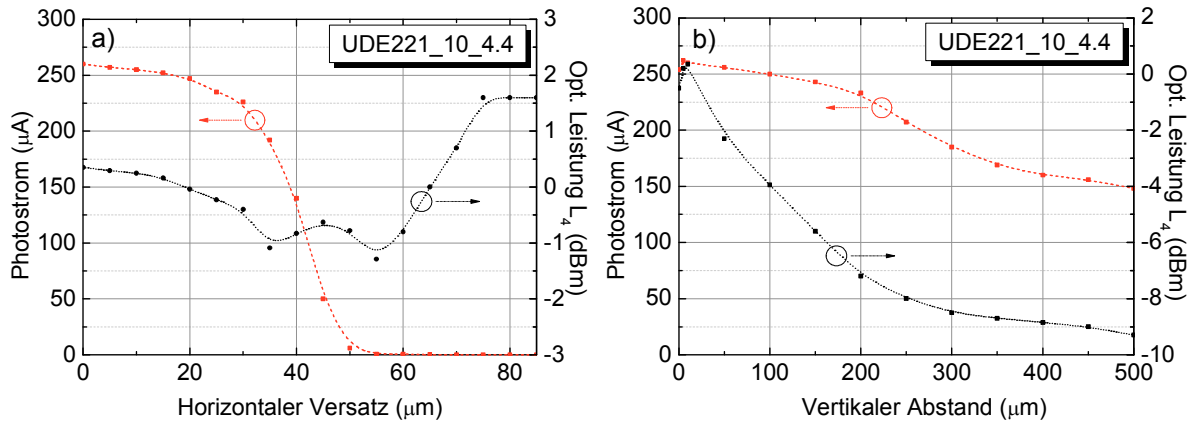


Abbildung 5.2: Einfluss der Faserposition auf die reflektierte optische Leistung an Messpunkt  $L_4$  und auf den Photostrom des Modulators bei 0 V Bias-Spannung und konstanter optischer Leistung; (a) horizontaler Versatz der Faserspitze bezogen auf die Modulatormitte, Abstand Faserspitze zur Modulatoberfläche: 10  $\mu\text{m}$ ; (b) vertikaler Abstand zwischen Faserspitze und Modulatoberfläche, die Faserlängsachse schneidet den Modulatormittelpunkt

Die optimale Position der Faser zur Modulatoberfläche, die in den vorangegangenen Untersuchungen als optimal angenommen worden ist, wird über die folgende Messung ermittelt. Die Faserlängsachse befindet sich dabei immer lotrecht zur Modulatoberfläche, da bereits ein geringer Winkelversatz zu sehr hohen Verlusten bei der Rückreflexion des Modulators in die Faser führt (s. auch [56]). In Abbildung 5.2 sind die gemessene optische Leistung an Position  $L_4$  des Links (s. Abbildung 5.1) und der Photostrom des Modulators unter Bestrahlung mit Licht der Wellenlänge von  $\lambda_1=787\text{ nm}$  als Maß der optischen Leistung im Resonator in Abhängigkeit der Faserposition bei horizontaler und vertikaler Positionsänderung dargestellt.

Die Messungen zeigen bei horizontaler Verschiebung der Faser bis etwa 20  $\mu\text{m}$  nur eine geringe Änderung des Photostroms im Modulator (s. Abbildung 5.2a) und ebenfalls nahezu keine Änderung der reflektierten optischen Leistung an Messposition  $L_4$  des Messsystems. Erst ab einem horizontalen Versatz von etwa 30  $\mu\text{m}$  reduzieren sich die gemessene reflektierte Leistung und der Photostrom deutlich, da ein Teil des aus der Faser austretenden Lichtes den Modulator verfehlt. Der Verlauf der reflektierten Leistung zeigt zwei relative Minima bei 35  $\mu\text{m}$  und 55  $\mu\text{m}$  horizontalem Versatz. Das relative Maximum der Leistung bei 45  $\mu\text{m}$  resultiert aus einer erhöhten Reflexion, die die Goldschicht des Modulatorkontaktes (vgl. Abbildung 3.13) verursacht. Die hohe optische Leistung ab einer horizontalen Verschiebung von  $> 60\text{ }\mu\text{m}$  zeigt die Reflexion der aufgedampften Goldschicht des n-Kontaktes. Der Photostrom nimmt ab einer Verschiebung um mehr als 50  $\mu\text{m}$  vollständig ab, da kein Licht mehr auf den Modulator trifft.



Der Verlauf der reflektierten Leistung ist für einen Versatz zwischen 0  $\mu\text{m}$  und 20  $\mu\text{m}$  näherungsweise konstant. Der für die Faser-Chip-Kopplung nötige minimale Modulatordurchmesser kann daher bei gleicher Reflektivität je nach Toleranzgenauigkeit der Faserpositionierung bis zu maximal 40  $\mu\text{m}$  - entsprechen 20  $\mu\text{m}$  in jede Richtung - verringert werden. Damit ließe sich die Kapazität des Modulators reduzieren und eine höhere Grenzfrequenz erreichen.

Mit steigendem Faser-Chip-Abstand verringern sich sowohl die für die reflektierte und von der Faser empfangene optische Leistung als auch der Photostrom des Modulators (s. Abbildung 5.2b) aufgrund der Faserapertur. Bei Faserkontakt zum Modulator reduzieren sich die gemessene reflektierte Leistung um 0,85 dB und der Photostrom um 8  $\mu\text{A}$ .

Die optimale Faserposition mit geringsten Koppel- und Reflexionsverlusten für eine freistrahloptische Kopplung des Modulators zur Faser ergibt sich demnach für einen Abstand zwischen Faserstirnfläche und Modulator von 10  $\mu\text{m}$ , einer zur Modulatoroberfläche lotrechten Faserlängsachse, die den Modulatormittelpunkt schneidet, und einer zur Modulatoroberfläche parallelen Faserstirnfläche.

### 5.1.2 Störungsfreier dynamischer Bereich (SFDR-Analyse)

In diesem Teilkapitel wird der verzerrungsfreie dynamische Betriebsbereich des AFLs mit REOT-Modulator über eine SFDR-Analyse (vgl. Kap. 2.4) bestimmt, um im Hinblick auf die Übertragung von Mehrträgerfunktionsignalen einen Wert für die Qualität des Links zu erhalten.

Die SFDR-Analyse wird in der Literatur vielfach genutzt, um die Übertragungseigenschaften analoger faseroptischer Links zu charakterisieren [78][79][81][82][84][85]. Dabei variieren jedoch die Analyseverfahren. So wird teilweise der SFDR bei kleineren Frequenzen der Fundamentalsignale ermittelt, die teilweise erheblich von den Trägerfrequenzen der zu übertragenden Signale abweichen und dadurch nicht die Verhältnisse in dem zu bewertenden Bereich abbilden. Auch werden die Werte der spektralen Rauschleistungsdichte (Rauschniveau), die für die Bestimmung des SFDR-Wertes einen großen Einfluss haben, einerseits theoretisch berechnet [110] bzw. angenommen [112] und andererseits mit hochauflösenden Spektrumanalysatoren gemessen. Mit realen Empfängerbaustufen ist das theoretisch minimale Rauschniveau jedoch realistisch nicht erreichbar, so dass daraus resultierend recht hohe SFDR-Werte entsprechend interpretiert werden müssen. Die Messung des Rauschniveaus mit hoch auflösenden Analysegeräten am Empfänger des Links ermöglicht somit die Bestimmung des real erreichbaren SFDR-Wertes des jeweiligen Systems.

In dieser Arbeit wird die SFDR-Analyse daher im Bereich der zu übertragenen Frequenzen durchgeführt und das Rauschniveau des Empfängers mit PD jeweils gemessen. Die Messung des EML wird für unterschiedliche Arbeitspunkte des Modulators durchgeführt, um die Abhängigkeit des SFDR und der Übertragungsqualität vom Arbeitspunkt zu ermitteln und für die Funksignalübertragungen zu optimieren. Als Mittenfrequenz der Zweitonübertragung wird

eine Frequenz von 2,45 GHz mit einer Differenz von 5 kHz der beiden Fundamentalsignale gewählt, um den AFL nahe des im Standard IEEE 802.11g festgelegten Frequenzbereich zwischen 2,412 GHz und 2,484 GHz [90] zu analysieren. Für diese Messung wird der in Abbildung 4.3b dargestellte Aufbau verwendet. Die Messbandbreite des VSA beträgt 1 Hz.

Abbildung 5.3a zeigt das gemessene Spektrum der beiden Fundamentalsignale und der IMD3-Produkte bei einer elektrischen Eingangssignalleistung von +12 dBm, einer optisch eingestrahlten Leistung von +9 dBm und einer Modulator-Bias-Spannung von -4 V. Der im Diagramm sichtbare gemessene Peak mit einem Wert von -88 dBm zwischen den beiden Fundamentalsignalen bei der Mittenfrequenz von 2,450001 GHz ergibt sich aus dem nicht vollständig unterdrückten Mittenfrequenzsignal des VSA. Durch den Frequenzversatz zu den hier betrachteten Fundamentalsignalen und deren Intermodulationsprodukten wird deren Messung nicht beeinflusst. Für die genannten Parameter wird eine hohe Differenz zwischen den Fundamental- und IMD3-Signalen von 54 dBc erreicht. Die maximale Differenz von Fundamentalsignal und IMD3-Produkt wird bei einer elektrischen Eingangsleistung von -8 dBm und einer elektrischen Ausgangsleistung des Fundamentalsignals von -49,8 dBm gemessen und liegt bei 70,2 dBc. Das Intermodulationssignal ist in diesem Fall noch mit einem Wert von -120 dBm genau oberhalb des gemessenen Rauschniveaus von -122 dBm am Ausgang des ROSAs messbar.

Die Ergebnisse der Messungen (nach Abbildung 5.3a) mit unterschiedlichen elektrischen Eingangsleistungen werden für die Modulatorarbeitspunkte von -4 V und 0 V zusammengefasst in Abbildung 5.3c dargestellt. Der SFDR wird dabei grafisch und entsprechend der in Kapitel 2.4 dargestellten Methode zur Vergleichbarkeit mit anderen Systemen sowohl mit dem theoretischen minimalen Rauschniveau von -165 dBm wie auch mit dem gemessenen Rauschniveau von -122 dBm ermittelt. Der SFDR-Wert liegt unter Berücksichtigung des bei 1 Hz Bandbreite gemessenen Rauschniveaus und einer Vorspannung von -4 V bei  $104 \text{ dB} \cdot \text{Hz}^{2/3}$  für das theoretische minimale Rauschniveau sowie bei  $76,2 \text{ dB} \cdot \text{Hz}^{2/3}$  für das gemessene Rauschniveau. Mit einer Vorspannung des Modulators von 0 V werden respektive  $78 \text{ dB} \cdot \text{Hz}^{2/3}$  und  $51 \text{ dB} \cdot \text{Hz}^{2/3}$  erzielt.

In Abbildung 5.3b werden die SFDR-Werte und IIP3-Werte für weitere SFDR-Messungen für Arbeitspunkte zwischen 0V und -6V und dem gemessenen Rauschniveau zusammenfassend dargestellt. Anhand der Vergleiche der einzelnen Messpunkte besteht ein proportionales Verhältnis der IIP3-Werte zum SFDR. Damit lassen sich beide Werte SFDR und IIP3 als Maß für die Güte des Links nutzen. Weiterhin wird deutlich, dass bei einer Vorspannung von -4 V der SFDR und der IIP3-Wert maximal werden, so dass für dieses System und die gegebenen Leistungsverhältnisse diese Vorspannung der optimale Arbeitspunkt des Modulators ist. Bei höheren negativen Vorspannungen fallen diese Werte leicht ab, bei kleineren Vorspannungen reduziert sich dieser Wert bis zu einem SFDR von  $51 \text{ dB} \cdot \text{Hz}^{2/3}$  bei einer Vorspannung von 0V.

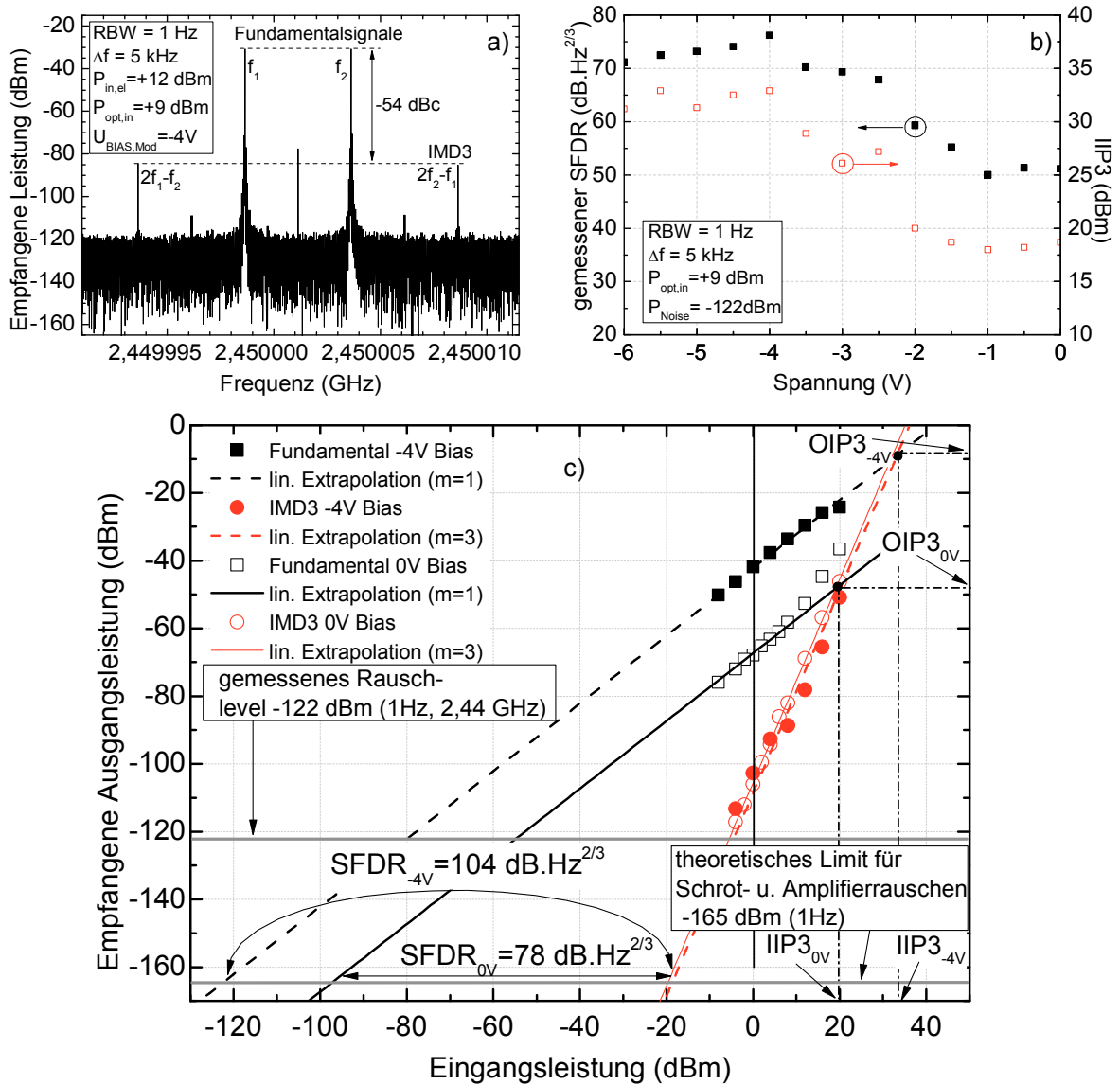


Abbildung 5.3: (a) Gemessenes Spektrum einer AFL-Übertragung bei Anregung mit zwei Frequenzen, (b) SFDR und IIP3-Verlauf für unterschiedliche Modulator-Bias-Spannungen bei gemessenem Rauschniveau von -122 dB/Hz (c) SFDR-Analyse für Modulatorspannungen von 0 V und -4 V

Die vorgestellten SFDR-Messungen sind nach Wissen des Autors die weltweit ersten Messungen mit einem vertikalen, reflektiven Modulator in Verbindung mit MMF. Vor allem zeigen die Ergebnisse erstmals die Funktionalität eines reflektiven EAMs für den nahinfraroten Wellenlängenbereich um 800 nm. Bemerkenswert ist hier, dass mit diesem Link mit REOT-Modulator auch für einen Arbeitspunkt von 0 V ein vergleichsweise hoher SFDR-Wert erreicht wird.

Nachfolgend werden die hier erzielten Ergebnisse mit den in der Literatur erwähnten SFDR-Werten für analoge Links verglichen. Beispielsweise zeigt ein SMF-System mit Wellenleiter-EAMs einen vergleichsweise hohen SFDR von maximal  $132$  dB.Hz<sup>2/3</sup> bei errechnetem Rauschniveau von  $-171$  dBm [110].

In [112] werden Wellenleiter-EAMs in SMF-Links analysiert und mit einem SFDR-Wert von

99,2 dB.Hz<sup>2/3</sup> bei einer angenommenen spektralen Rauschleistungsdichte von -174 dBm/Hz angegeben. Verglichen damit liegt der Wert des hier betrachteten REOT-Modulators im MMF-System mit 104 dB.Hz<sup>2/3</sup> bei einem Rauschniveau von -165 dB um mehr als 5 dB.Hz<sup>2/3</sup> darüber.

Bei reflektiven EAMs sind für den Uplink in SMF SFDR-Werte bei Nutzung eines Modulators mit 75 dB.Hz<sup>2/3</sup> bei gemessenem Rauschniveau von -143 dBm und einer Frequenz um 2,43 GHz erzielt worden [20]. Dieser Wert liegt auf gleichem Niveau wie der hier gemessene Wert bei -4 V Bias-Spannung jedoch mit dem Unterschied, dass hier MMF verwendet worden sind.

Bei 1 m MMF und der Verwendung von VCSELn in einem direkt modulierten Link (DML) gibt [39] einen SFDR-Wert von 96 dB.Hz<sup>2/3</sup> bei einer Rauschleistungsdichte von -142,5 dBm/Hz und 2,4 GHz an. Dieser DML liegt damit um etwa 20 dB.Hz<sup>2/3</sup> höher als der hier gezeigte EML mit REOT.

Ein AFL mit einer MMF mit einem Kerndurchmesser von 50 µm, direkt modulierten VCSELn bei kurzen Faserlängen von 1 m und einer Frequenz von 2,5 GHz wird in [114] mit einem gemessenen SFDR-Wert von 99dB.Hz<sup>2/3</sup> angegeben. Darüber hinaus sind die SFDR-Werte für verschiedene MMF-Längen aufgeführt. Dabei reduzieren sich die SFDR-Werte um etwa 2 dB.Hz<sup>2/3</sup>/100 m Faserlänge. Obwohl dieses nicht direkt auf den in dieser Arbeit vorgestellten EML übertragen werden kann, zeigt dieses, dass auch Übertragungen über längere Fasern als die hier betrachteten mit entsprechender Güte der Faser erreicht werden können.

Zusammenfassend kann festgehalten werden, dass für den hier vorgestellten MMF-EML mit REOT-Modulator mit einem großen dynamischen Bereich von 76,2 dB.Hz<sup>2/3</sup> eine Übertragung von WLAN-Funksignalen möglich sein sollte, da der für IEEE 802.11g-Übertragungen erforderliche Wert für Übertragungssysteme von 70dB.Hz<sup>2/3</sup> mit diesem System erreicht wurde. Bemerkenswert ist, dass auch bei einer Vorspannung des Modulators von 0 V der dynamische Bereich des EMLs mit 51 dB.Hz<sup>2/3</sup> sehr hoch ist.

Im folgenden Unterkapitel werden nun Messungen und Ergebnisse der faseroptischen Übertragung von Funksignalen verschiedener Standards mit diesem Link vorgestellt sowie die Ergebnisse mit denen eines DML bestehend aus kommerziellen aktiven Sendern (VCSEL) verglichen.

## 5.2 Faseroptische Übertragung von Funksignalen

In diesem Unterkapitel wird erstmals überhaupt eine faseroptische Übertragung von Funksignalen multipler Standards von Access- und WLAN-Signalen mit beiden REOT-Teilkomponenten über MMF vorgestellt. Zunächst wird die Güte einer faseroptischen WLAN IEEE 802.11g-Übertragung mit einem einfachen Aufbau eines aktiven DML bestehend aus kommerziell erhältlichen Bauteilen (COTS, engl. commercial off-the-shelf) und verschiedenen Faserlängen und -arten anhand von EMV-Messungen ermittelt (Kap. 5.2.1). Im Anschluss

werden in gleicher Weise die Übertragungseigenschaften eines DML, in dem als Empfänger die PD des REOTs verwendet wird, untersucht und mit den Ergebnissen des DML bestehend aus COTS verglichen (Kap. 5.2.2). Der Schwerpunkt liegt jedoch auf der Analyse und Bewertung des EMLs mit REOT-Modulator für unterschiedliche Funkstandards (Kap. 5.2.3).

### 5.2.1 Direkt modulierter Link mit kommerziellen OE-Komponenten (COTS)

Für die Übertragung von Funksignalen über einen DML mit COTS wird ein unidirektionaler optischer Link (Abbildung 5.4) mit MMF unterschiedlicher Längen und Typen betrachtet.

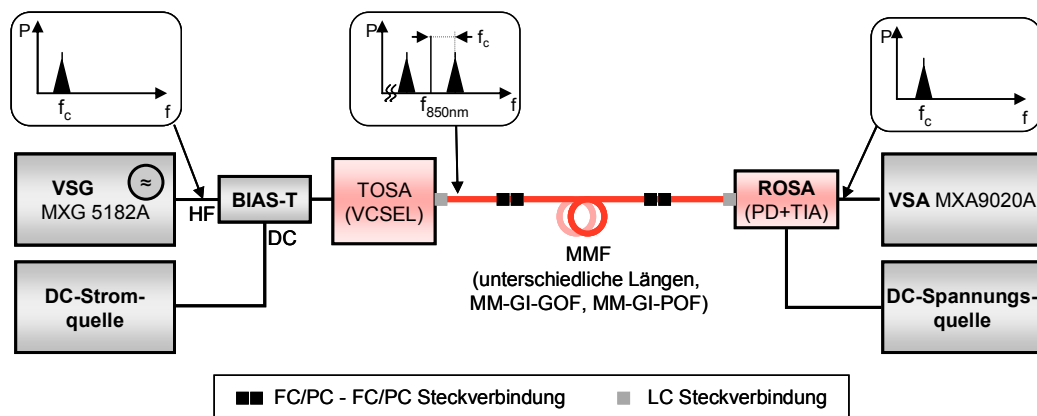


Abbildung 5.4: Unidirektionaler faseroptischer DML aus VCSEL und PD (COTS) mit unterschiedlich langen MMF verschiedener Typen

Als optoelektronische Bauteile dienen ein direkt modulierter VCSEL (Finisar TOSA HFE 6192-562) als TOSA (engl. transceiver optical sub-assembly) sowie eine PD (Finisar ROSA HFD 6180-418). Als Faser werden stets 2 m lange MM-GOF zur Kopplung zwischen LC- Anschluss des TOSA/ROSA und FC/PC-Anschluss der unterschiedlichen MMF verwendet. Zwischen den je 2 m langen MMF-GOF zur Kopplung werden folgende Fasern als Übertragungsmedium je mit einem Kerndurchmesser von 62,5  $\mu\text{m}$  und unterschiedlichen Längen bis 500 m eingesetzt (Details s. Anhang C):

- MM-GI-GOF: Nexans SM0003MM51
- MM-GI-POF: Chromis GigaPOF<sup>®</sup>-62LD

Für die Übertragung der Funksignale wird die VCSEL in einem für jede Faserlänge und jeden Fasertyp neu zu bestimmenden optimalen Arbeitspunkt – es wird der konstante DC-Durchlassstrom vorgegeben, bei dem sich bei einer Frequenz von 2,45 GHz eine maximale übertragene Signalamplitude einstellt – betrieben. Der VCSEL wird mit dem vom VSG generierten WLAN-Datensignal moduliert, das optische Signal faseroptisch übertragen, von der PD opto-elektrisch gewandelt und vom VSA empfangen und ausgewertet. Die entsprechenden qualitativen Leistungsdichtespektren sind für die jeweiligen elektrischen Signale am Ausgang des VSGs und am Eingang des VSAs sowie für das in der Faser geführte optische Signal dargestellt (vgl. Abbildung 2.14). Über die Größe der EVM-Werte wird die Übertragungsqua-

lität des Links ermittelt. Die EVM-Analyse ist zur Bewertung digitaler Kommunikationssysteme und damit auch Faser-Funk-Systeme international anerkannt [39][50][98][115][116]. Sie bietet die Möglichkeit die Übertragungsqualität spektral sowie auch nach Amplitude und Phase für jedes einzelne Symbol zu untersuchen.

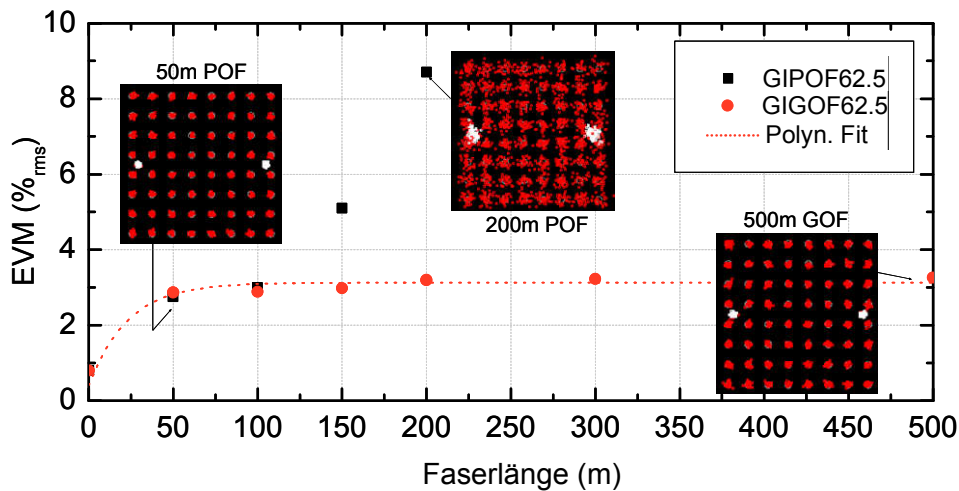


Abbildung 5.5 gemessene EVM-Werte einer WLAN-IEEE802.11g-Übertragung über verschiedene Faserlängen zwischen GI-GOF Koppelfasern des TOSA und ROSA mit den Typen GI-POF und GI-GOF (vgl. Abbildung 5.4)

Abbildung 5.5 zeigt die Ergebnisse der EVM-Analyse und ausgesuchte Konstellationsdiagramme mit entsprechenden Pilotsignalen (weiß), die mit dem in Abbildung 5.4 dargestellten Aufbau für verschiedene Faserlängen der Fasertypen GI-POF und GI-GOF aufgenommen wurden. Die Faserlänge bezieht sich dabei auf die Faser zwischen beiden Koppelfasern des TOSA und ROSA.

Deutlich wird, dass für kurze Faserlängen  $< 100$  m die EVM im Wesentlichen unabhängig vom Fasertyp ist. Für sehr kurze Faserlängen werden EVM-Werte von unter  $1\%_{\text{RMS}}$ , für Übertragungsstrecken von 50 m und 100 m Werte bis  $3\%_{\text{RMS}}$  erreicht. Da nach Tabelle 2.1 die maximale EVM für eine standardkonforme Übertragung bei  $5,6\%_{\text{RMS}}$  liegt, wird dieser Wert für Längen  $< 100$  m übertroffen. Für GOF ist der Verlauf der zu erwartenden EVM zwischen den Messpunkten über eine polynomische Funktion berechnet worden. Für Faserlängen von 50 m bis 500 m liegen die EVM-Werte zwischen  $2,95\%_{\text{RMS}}$  und  $3,26\%_{\text{RMS}}$ , sind damit bis 500 m näherungsweise längenunabhängig und weisen ebenfalls eine gute Übertragungsqualität auf. Mit zunehmender Länge einer Übertragung über POF nimmt die EVM allerdings deutlich zu, wobei die maximal zulässige EVM bei einer Übertragung über 150 m POF erreicht wird. Die Konstellationsdiagramme für POF bei 200 m sowie für GOF bei 500 m zeigen den Unterschied zwischen POF und GOF durch den Unterschied der Abstände der Messpunkte vom der idealen Symbolposition (vgl. Abbildung 2.15).

Ursache für den Unterschied der EVM bei großen Faserlängen ist die bei der POF erhöhte Dämpfung von etwa 55 dB/km bei 850 nm in Vergleich zu  $< 2$  dB/km bei GOF (vgl.

Abbildung 2.9). Diese bewirkt für POF ab etwa 100 m eine geringere Signalamplitude und damit eine schlechtere Detektierbarkeit am Empfänger. Die gemessenen Werte zeigen im Vergleich zu einer vergleichbaren Messung mit COTS in [98] geringere EVM-Werte für Faserlängen größer als 100 m. Die in [98] mit GOF ermittelten Werte liegen in etwa im Bereich der hier verwendeten POF.

### 5.2.2 Direkt modulierter Link mit REOT-Photodiode

Eine Übertragung mit der PD des REOTs wird mit einem Versuchsaufbau nach Abbildung 4.4 durchgeführt. An Stelle des HF-Generators wird ein VSG und an Stelle des Spektrumanalysators ein VSA verwendet. Die Übertragungslängen betragen 5 m und 25 m, wobei zwischen VOA und Koppelfaser entsprechend eine 20 m lange MM-GI-GOF verwendet wird. Der Empfang der optischen Signale erfolgt mit der PD des REOTs bei einer Vorspannung von  $U_{PD} = -4$  V, einer elektrischen Eingangsleistung der VCSEL von  $P_{EL,IN,VCSEL} = -4,31$  dBm und einer mittleren optischen Leistung am Ausgang der Koppelfaser zum REOT von  $P_{OPT,IN,REOT} = 3,91$  dBm. Das Ausgangssignal der PD wird über den Innenwiderstand des VSA gemessen.

Die Ergebnisse der Messung sind in Abbildung 5.6 in Form eines Konstellationsdiagramms, eines Leistungsdichtespektrums und eines EVM-Spektrums, das die EVM eines jeden Unterträgersignals spektral anzeigt, dargestellt. Das Konstellationsdiagramm zeigt eine zentrale Verteilung der Messwerte für alle übertragenen Symbole. Der EVM liegt im Mittel bei  $3,98 \%_{RMS}$ . Das übertragene Leistungsdichtespektrum verdeutlicht eine für alle Frequenzbereiche näherungsweise einheitliche Signalamplitude. Diese ist jedoch mit im Mittel  $-85$  dBm im Vergleich zum COTS-Link mit einer mittleren Leistungsdichte von  $-60$  dBm bei einem 50 m Link um 25 dB geringer, da kein TIA das Signal der PD verstärkt.

Das EVM-Spektrum zeigt, dass alle Unterträger mit einer EVM unterhalb von  $5 \%_{RMS}$  liegen, wodurch deutlich wird, dass selbst bei insgesamt abfallendem Frequenzgang für einen Bereich von hier 20 MHz das SNR für alle Frequenzanteile im Leistungsdichtespektrum gleich ist.

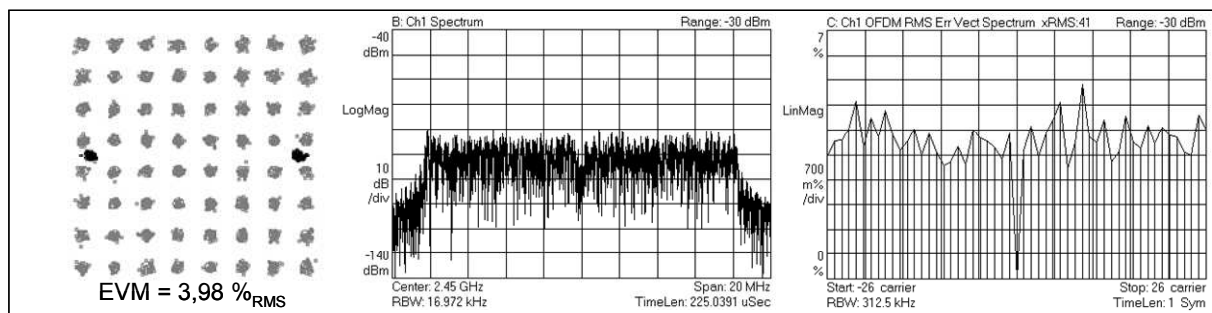


Abbildung 5.6: Konstellationsdiagramm, Spektrum und EVM-Spektrum der einzelnen Unterträger für eine WLAN-IEEE 802.11g-Übertragung mit der PD des REOT ( $U_{DE221\_10\_4.4}$ ) bei einer Faserlänge (MM-GOF) von 25 m

Insgesamt kann festgehalten werden, dass demnach die Qualität der PD des REOTs im hier vorgestellten DML gut geeignet ist, hochwertige Funksignale, wie z.B. WLAN 802.11g, störungsfrei zu empfangen.

Verglichen mit dem in Kapitel 5.2.1 beschriebenen Link auf Basis von COTS, bei dem das ROSA mit einem TIA ausgeführt ist, und 25 m Faserlänge liegt die EVM mit 3,98 %<sub>RMS</sub> etwa einen Prozentpunkt über der mit COTS bestimmten Werten für 25m. Diese Länge entspricht einer realistischen Linklänge in Kurzstreckennetzwerken; beispielsweise in Mehrfamilienhäusern zwischen Wohnräumen und einer Zentralstation im Kellergeschoss. Dennoch ist nachweislich mit der PD des REOTs eine grundsätzlich gute Empfangsqualität eines WLAN-Downlinks erreichbar.

### 5.2.3 Extern modulierter Link mit REOT-Modulator

In diesem Unterkapitel wird die Übertragung von Funksignalen über eine optische Faserstrecke mit einem Modulator untersucht. Zunächst wird der grundsätzliche Aufbau des Messsystems vorgestellt. Mit diesem Aufbau werden Untersuchungen zu unterschiedlichen Faserlängen, Fasermaterialien und Trägerfrequenzen mit unterschiedlichen Modulationsarten vorgenommen. Im Mittelpunkt stehen im Anschluss daran die Untersuchungen des EML für unterschiedliche Funkstandards bei 0 V und -4 V Bias-Spannung des Modulators des REOTs bei einer MMF-GOF-Länge von 25 m gewählt.

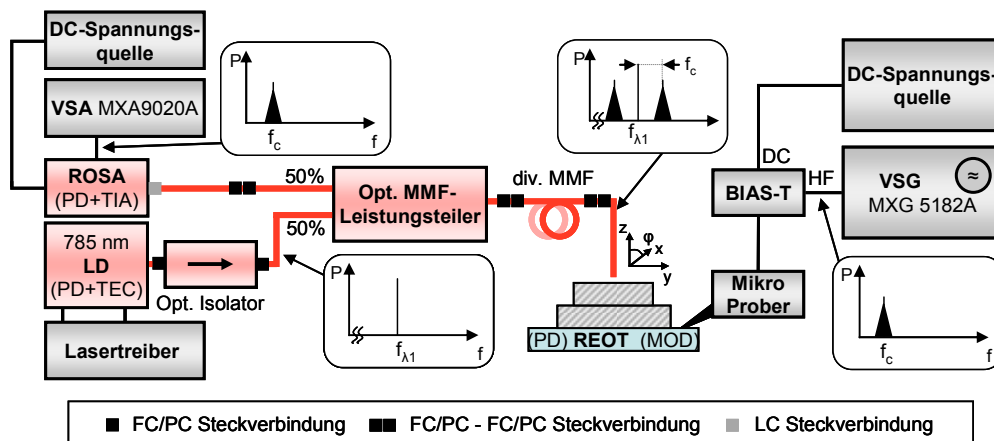


Abbildung 5.7: Unidirektionaler faseroptischer EML aus REOT-Modulator und PD (COTS) mit unterschiedlich langen MMF verschiedener Typen; die spektrale Verteilung des elektrischen und optischen Signals ist für verschiedene Punkte des Systems angegeben

Der Aufbau des faseroptischen Links entspricht der in Abbildung 5.7 dargestellten Anordnung. Wesentlicher Unterschied zum Aufbau zur Messung des Frequenzganges des Modulators (vgl. Abbildung 4.3b) ist die Möglichkeit, POF und GOF unterschiedlicher Länge zwischen Leistungsteiler und Modulator als Übertragungsstrecke bringen zu können, um die Abhängigkeit der Übertragungsqualität auch von der Faserart und -länge zu bestimmen. Zu-



sätzlich sind in dieser Abbildung 5.7 die Leistungsdichtespektren des in dem jeweiligen elektrischen und optischen Pfad übertragenen Signals dargestellt (vgl. Abbildung 2.14, Kap. 2.5.2).

Für die Übertragung wird der Modulator zunächst im Arbeitspunkt von 0 V und später bei -4 V betrieben. Aufgrund des im Arbeitspunkt von 0 V geringeren Dynamikbereichs wird die Abhängigkeit der Übertragungsqualität vom Fasertyp und der Faserlänge bei einer Übertragung eines OFDM-Signals bei geringerer Modulationstiefe (QPSK, 2 Mbps,  $f_C = 2,44$  GHz, jeweils angepasste HF-Eingangsleistung am Modulator) bestimmt. Die Messergebnisse sind in Abbildung 5.8 für unterschiedliche Längen für POF und GOF dargestellt.

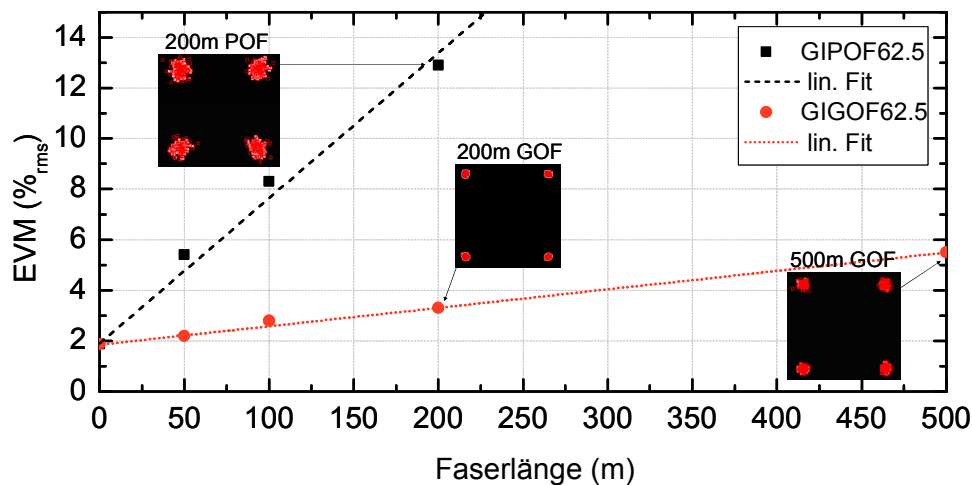


Abbildung 5.8: Gemessene EVM-Werte für OFDM, QPSK, 2Mbps bei  $f_C = 2,44$ GHz in Abhängigkeit der Faserlänge und des Fasertyps jeweils optimaler HF-Eingangsleistung und 0 V Bias-Spannung am Modulator

Es wird deutlich, dass mit zunehmender Faserlänge die EVM proportional ansteigt. Entsprechend kann für diese Messung eine Steigung der EVM in Abhängigkeit der Faserlänge definiert werden. Diese ist für die POF mit  $7,5 \text{ \%}_{\text{RMS}}/100 \text{ m}$  Faserlänge etwa zehn Mal größer als die Steigung der GOF mit etwa  $0,7 \text{ \%}_{\text{RMS}}/100 \text{ m}$ . Ursache für die unterschiedlichen Steigungen liegt auch hier in der höheren Dämpfung der POF. Mit zunehmender Faserlänge erhöht sich jedoch nicht nur die Dämpfung für das reflektierte Signal, sondern insbesondere auch die für den Modulator verfügbare optische Leistung. Diese geht nach [79] quadratisch in die SNR ein, so dass durch die Faserdämpfung zwischen CW-Lichtquelle und Modulator, die durch die gleiche Faser vorgegeben ist, die Übertragungsqualität bestimmt wird.

Anhand einer WiMAX-Übertragung (IEEE 802.16e, 16QAM, OFDM, Datenrate 24 Mbps) wird der Einfluss der Trägerfrequenz in einem System mit insgesamt 10 m MM-GI-GOF untersucht. Die Faserlänge ist hier bewusst kurz gewählt, da hier insbesondere der Einfluss des Modulators ermittelt werden soll.

Abbildung 5.9 zeigt die für die Trägerfrequenzen  $f_C$  gemessenen mittleren EVM-Werte und die entsprechenden am Modulator für diese Ergebnisse eingestellten optimalen elektrischen

Signalleistungen. Bis zu einer Frequenz von etwa 3,5 GHz können EVM-Werte im Bereich kleiner als 5 %<sub>RMS</sub> erreicht werden. Die dafür benötigten elektrischen Leistungen am Modulator steigen exponentiell von +0,2 dBm bis etwa +16 dBm an. Bis zu einer Trägerfrequenz von etwa 2 GHz kann damit der Abfall im Frequenzgang des Modulators (vgl. Abbildung 4.10) kompensiert werden. Oberhalb dieser Leistung kommt es zu hohen nichtlinearen Verzerrungen, so dass die EVM-Werte auch durch eine Erhöhung der elektrischen Eingangsleistung am Modulator für Frequenzen größer als 2 GHz nicht weiter reduziert werden können. Bis 5 GHz steigen die EVM-Werte auf 9,2 %<sub>RMS</sub> an, was einer BER < 10<sup>-6</sup> entspricht und damit als quasi-fehlerfreie Übertragung angesehen wird.

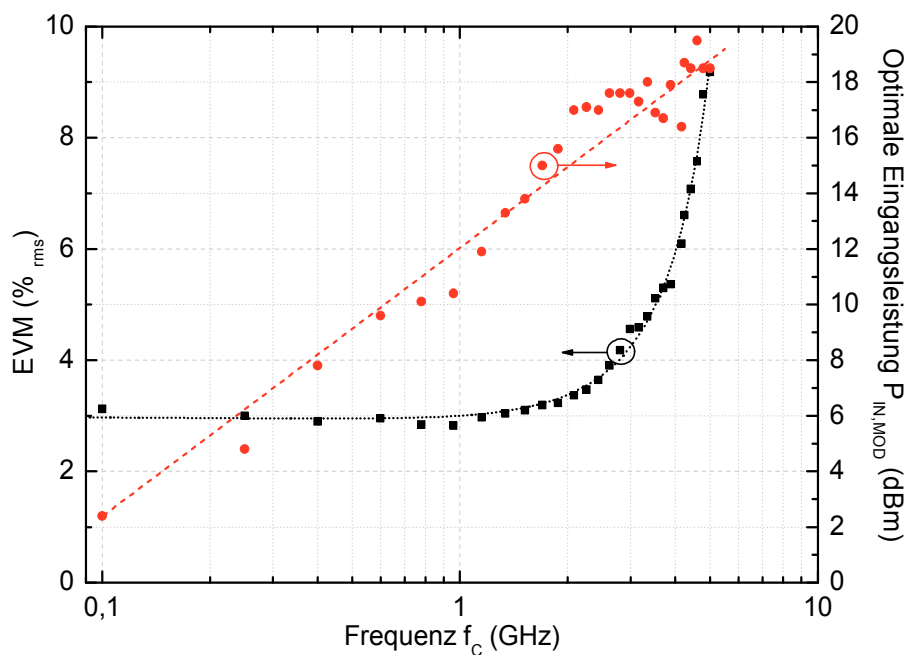


Abbildung 5.9: Gemessene EVM-Werte in Abhängigkeit der Trägerfrequenz und Verlauf der optimalen (mit den kleinstmöglichen EVM-Werten) angelegten HF-Leistung am Modulator für die Übertragung von WiMAX IEEE 802.16e,  $P_{\text{opt,L3}} = +8.39$  dBm, 0 V Bias-Spannung, 10 m GI-GOF [E8]

Mit diesen Ergebnissen wurden nach Kenntnisstand des Autors erstmals überhaupt mit einem vertikalen EAM in Verbindung mit MMF insbesondere bei 0 V Bias-Spannung und Trägerfrequenzen von über 5 GHz sehr gute Übertragungseigenschaften für Faser-Funk-Signale nachgewiesen.

Im Folgenden wird die Übertragung unterschiedlicher Funkstandards vorgestellt. Die Messungen mit dem REOT-Modulator werden ebenfalls mit dem in Abbildung 5.7 dargestellten Aufbau vorgenommen. Die verwendete Faserlänge einer MM-GI-GOF beträgt ebenfalls 25 m.

In Tabelle 5.2 sind die Ergebnisse der Messungen bei der Übertragung der in der ersten Spalte gelisteten Funkstandards GSM900, DCS1800, DPRS, UMTS, WLAN 802.11b und g zusammengefasst.

Tabelle 5.2: Ergebnisse der EVM-Messungen für 0 V Bias-Spannung am Modulator U-DE221 11 5.2,  $P_{opt,LL,L3} = +8 \text{ dBm}$ , insg. 25 m MM-GI-GOF [E1]

FUNKSTANDARD: Trägerfrequenz $f_c$ ; el. HF-Leistung am Modulator ( $P_{IN,MOD}$ )	EVM GEMESSEN (GEMESSEN -3dB) / GRENZWERT [98]	KONSTELLATIONS- DIAGRAMM BEI $P_{IN,MOD,BEST}$	GEMESSENES SPEKTRUM BEI $P_{IN,MOD,BEST}$
<b>GSM 900:</b> $f_c = 900 \text{ MHz}$ ; $P_{IN,MOD,BEST} = 15,2 \text{ dBm}$ $(P_{IN,MOD} = 12,2 \text{ dBm}) /$ $P_{IN,MOD,MIN} = 2,28 \text{ dBm}$	$1.19 \%_{RMS}$ $(1,48 \%_{RMS}) /$ $< 7.0 \%_{RMS}$		
<b>DCS1800 (GSM):</b> $f_c = 1800 \text{ MHz}$ ; $P_{IN,MOD,BEST} = 15,1 \text{ dBm}$ $(P_{IN,MOD} = 12,1 \text{ dBm}) /$ $P_{IN,MOD,MIN} = 3,18 \text{ dBm}$	$1.74 \%_{RMS}$ $(2,14 \%_{RMS}) /$ $< 7.0 \%_{RMS}$		
<b>DPRS (DECT):</b> $f_c = 1.88 \text{ GHz}$ ; $P_{IN,MOD,BEST} = 14,8 \text{ dBm}$ $(P_{IN,MOD} = 11,8 \text{ dBm}) /$ $P_{IN,MOD,MIN} = 14,3 \text{ dBm}$	$2.51 \%_{RMS}$ $(4,01 \%_{RMS}) /$ $< 2.6 \%_{RMS}$		
<b>UMTS:</b> $f_c = 2 \text{ GHz}$ ; $P_{IN,MOD,BEST} = 15,4 \text{ dBm}$ $(P_{IN,MOD} = 12,4 \text{ dBm}) /$ $P_{IN,MOD,MIN} = 5,7 \text{ dBm}$	$2.61 \%_{RMS}$ $(4,25 \%_{RMS}) /$ $< 12.5 \%_{RMS}$		
<b>WLAN 802.11b:</b> $f_c = 2.45 \text{ GHz}$ ; $P_{IN,MOD,BEST} = 12,1 \text{ dBm}$ $(P_{IN,MOD} = 9,1 \text{ dBm}) /$ $P_{IN,MOD,MIN} = 4,7 \text{ dBm}$	$6.82 \%_{RMS}$ $(10,7 \%_{RMS}) /$ $< 35 \%_{RMS}$		
<b>WLAN 802.11g:</b> $f_c = 2.45 \text{ GHz}$ ; $P_{IN,MOD,BEST} = 12,2 \text{ dBm}$ $(P_{IN,MOD} = 9,2 \text{ dBm})$	$9.79 \%_{RMS}$ $(13,7 \%_{RMS}) /$ $< 5.6 \%_{RMS}$		

In der ersten Spalte sind zudem die Werte der jeweiligen Trägerfrequenz sowie die verschiedenen an den Modulator angelegten elektrischen HF-Leistungen aufgeführt. Dazu gehören (1) die HF-Leistung am Modulator  $P_{\text{IN,MOD,BEST}}$ , mit der die minimale EVM erreicht wird, (2) und in Klammern eine um 3 dB abgeschwächte Leistung  $P_{\text{IN,MOD}}$ , und (3) die zum Erreichen der erforderlichen maximalen EVM nötigen elektrischen HF-Eingangsleistung  $P_{\text{IN,MOD,MIN}}$ . Entsprechend dieser HF-Leistungen sind in der zweiten Spalte die gemessenen EVM-Werte sowie die erforderlichen Grenzwerte für eine ausreichende Übertragungsqualität nach [98] (vgl. Tabelle 2.1) angegeben. In Klammern stehen die für eine jeweils um 3 dB geringere elektrische HF-Eingangsleistung am Modulator ermittelten EVM-Werte, um den Einfluss dieser Eingangsgröße und die Empfindlichkeit der Übertragung in Bezug auf diese Größe zu verdeutlichen. Die Konstellationsdiagramme in der dritten Spalte und die Leistungsdichtespektren in der vierten Spalte gehören jeweils zu den mit  $P_{\text{IN,MOD,BEST}}$  ermittelten EVM-Werten.

Die Messungen zeigen, dass mit dem Modulator in dem verwendeten System eine Übertragung für alle gelisteten Standards im Wireless Access und Wireless LAN Bereich bei 0 V BIAS im passiven Betrieb möglich ist. Dabei werden die für die kabelgebundene Übertragungstrecke zulässigen EVM-Werte bei GSM900, DCS1800, DPRS, UMTS und WLAN 802.11b zum Teil sogar erheblich unterschritten.

Für die GSM-Übertragung sowohl bei 900 MHz als auch bei 1,8 GHz zeigt das Konstellationsdiagramm die für GSM mit MGSK sehr gute Übertragungsqualität. Die geforderte EVM kann bereits mit einer elektrischen HF-Eingangsleistung am Modulator von 2,28 dBm bzw. 3,18 dBm erreicht werden. Im Spektrum zeigt sich ein SNR von etwa 50 dB für GSM900 und 47 dB für DCS1800.

Bei der Übertragung des DPRS-Signals fällt auf, dass die äußeren Häufungspunkte der Symbole mit größter Signalleistung nicht vollständig im ebenfalls dargestellten Zielkreis liegen. Dennoch ist für eine HF-Leistung von 14,8 dBm mit einer EVM von 2,51 %<sub>RMS</sub> der Wert innerhalb der entsprechenden Anforderung. Für das Signal mit einer Bandbreite von 1,9 MHz um die Trägerfrequenz von 1,88 GHz ergibt sich dabei ein SNR von etwa 36 dB. Eine Übertragung von UMTS-Signalen mit QPSK-Modulation ist bei einem SNR von etwa 29 dB und einem EVM-Wert von 2,61 %<sub>RMS</sub> ebenfalls mit hinreichend großer Sicherheit möglich.

Ebenfalls ausreichend große EVM-Werte von 6,82 %<sub>RMS</sub> werden bei der Übertragung des IEEE 802.11b-Signals bei einer Datenrate von 11 Mbps erreicht. Einzig die faseroptische Übertragung von WLAN nach 802.11g mit einer Datenrate von 54 Mbps erfüllt bei 0 V Bias-Spannung mit einer EVM von 9,79%<sub>RMS</sub> nicht den für eine störungsfreie Übertragung geforderten Wert von 5,6 %<sub>RMS</sub>.

Um eine noch bessere Übertragungsqualität entsprechend der EVM zu erreichen und eine 802.11g-konforme Übertragung nach [98] möglich zu machen, können neben einer geringeren Faserlänge sowohl höhere optische CW-Leistung am Modulator als auch über die Bias-Spannung des Modulators die im Vergleich zu den bei 0 V gemessene Übertragung verbes-

sern. Beispielsweise reduziert sich die EVM mit erhöhter optisch eingekoppelter Leistung von 9,31 dBm bei 785 nm an Position  $L_3$  – für diesen Fall wurde der zulässige maximale Laserstrom kurzzeitig um 15% überfahren – bei einer 0 V Bias-Spannung um nahezu zwei Prozentpunkte von 9,79 %<sub>RMS</sub> auf 7,86 %<sub>RMS</sub>. Das zeigt, dass für eine hohe Übertragungsqualität eine hohe optische Leistung im System wichtig ist.

Wird zudem der Modulator im Punkt seines höchsten Dynamikbereiches, d.h. bei einer Bias-Spannung von -4 V, betrieben, so ist die Übertragung mit einer EVM von 5,53 %<sub>RMS</sub> WLAN\_802.11g innerhalb des Grenzwertes von 5,6 %<sub>RMS</sub> mit folgenden Link-Parametern möglich: 25 m MMF-GOF,  $P_{\text{opt},\lambda 1,L3} = 9,31$  dBm bei 785 nm gemessen an Position  $L_3$ ,  $P_{\text{IN},\text{MOD},\text{BEST}} = 13$  dBm (s. Abbildung 5.10a). Das Spektrum zeigt ein 20 MHz breites Signal der 52 OFDM-Unterträger mit einem für alle Unterträger vergleichbaren SNR von etwa 26 dB bei einer mittleren Signalleistungsdichte von -60 dBm.

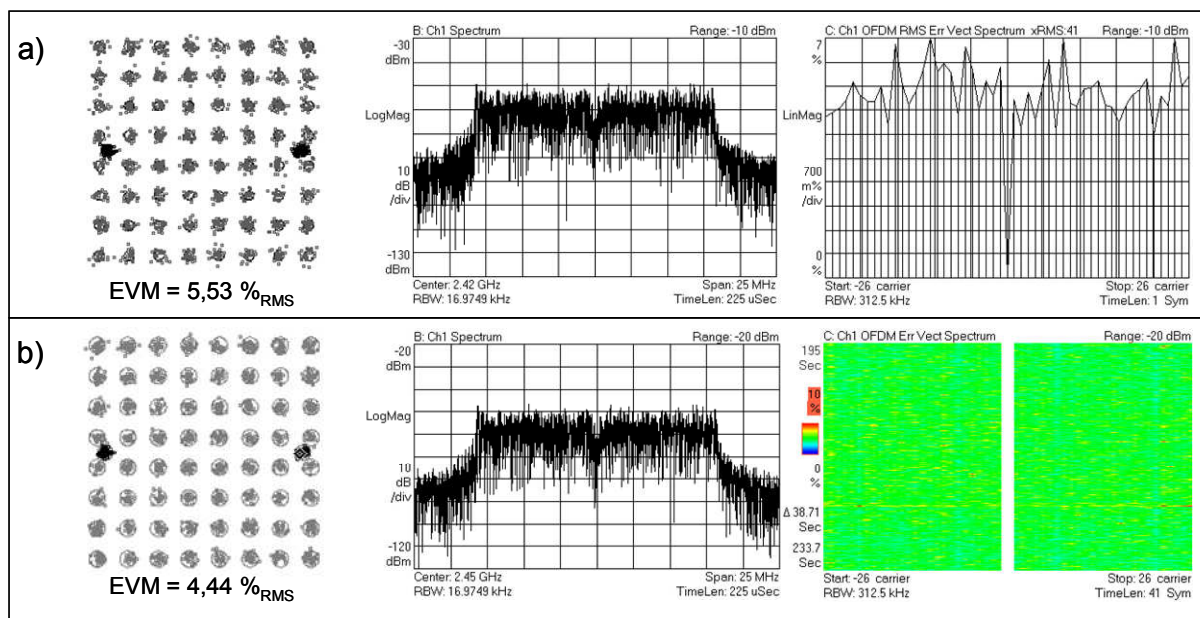


Abbildung 5.10: Konstellationsdiagramme, Frequenzspektren und Vektorfehlerspektren der faseroptischen Übertragung von WLAN 802.11g-Signalen bei  $P_{\text{opt},L3} = 9,31$  dBm, (a)  $P_{\text{IN},\text{MOD},\text{BEST}} = 13$  dBm, 25 m MM-GOF, (b)  $P_{\text{IN},\text{MOD},\text{BEST}} = 12,1$  dBm, 5 m MM-GOF

Für die 52 Unterträger des Signals ist im EVM-Spektrum (Abbildung 5.10a rechts) die jeweilige EVM aufgetragen. Diese liegen zwischen 4,2 %<sub>RMS</sub> und 7 %<sub>RMS</sub>. Bei kurzer Faser von 5 m und nur einer FC/PC-FC/PC-Koppelstelle kann eine EVM von 4,44 %<sub>RMS</sub> bei einer HF-Leistung von  $P_{\text{IN},\text{MOD},\text{BEST}} = 12,1$  dBm erreicht werden (Abbildung 5.10b), wobei das SNR bei etwa 29 dB liegt. Das EVM-Spektrum (Abbildung 5.10b rechts) ist hier für jeden der 52 OFDM-Unterträger (horizontale Achse) über eine Zeitspanne (vertikale Achse) von 38,71 s aufgenommen, wobei eine Pixelzeile jeweils farblich das EVM-Spektrum über 150 ms Empfangsdauer gemittelt darstellt. Der EVM-Wert ist farblich codiert, wobei *Blau* einer EVM von 0 %<sub>RMS</sub> und *Rot* einer EVM von 10 %<sub>RMS</sub> entspricht. Dieses verdeutlicht, dass das Signal mit

dem REOT-Modulator im MMF-HF-Übertragungssystem auch über einen längeren Zeitraum mit einer konstant geringen EVM übertragen werden kann.

Insgesamt zeigen alle Untersuchungen sowohl mit dem REOT-Modulator im EML als auch mit der REOT-PD im DML sehr gute Ergebnisse bei der Übertragung verschiedener standardisierter Funksignale. Diese bestätigen die abgeleiteten Ergebnisse der SFDR-Analyse. Bereits damit konnte für den EML gezeigt werden, dass das hier vorgestellte System mit REOT-Modulator einen hohen Dynamikbereich für Trägerfrequenzen im Bereich von 2,45 GHz besitzt und damit fehlerarme transparente Übertragungen unterschiedlichster HF-Signale und Modulationsarten möglich ist. Der Einfluss verschiedener Faktoren, wie der Arbeitspunkt des Modulators, die optische CW-Leistung, die auf den Modulator trifft sowie die Faserlänge und der Fasertyp für die Güte der Übertragung wurde bewertet. Erstmals konnte nachgewiesen werden, dass sich mit einem vertikalen passiven Modulator in einem MMF-Link Funksignale mit hoher Güte übertragen lassen.

Ein Systemexperiment am Beispiel eines WLAN802.11g-Signals belegt zudem die Übertragungsfähigkeit der REOT-PD als Empfänger im Einzelexperiment, womit eine grundsätzliche Bidirektionalität im Halb-Duplex-Modus, also zeitversetztes Senden und Empfangen des REOTs, nachgewiesen ist. Dieser Betriebsmodus wird im Folgenden betrachtet.

### **5.3 Voll-Duplex-HF-Übertragung mit dem REOT**

Die bidirektionale Übertragung mit dem REOT hat vor allem eine Bedeutung für die FDD-Übertragung (FDD, Frequency Division Duplex), d.h. einer voll-duplex bzw. zeitgleichen bidirektionalen Übertragung zweier Signale mit unterschiedlichen Trägerfrequenzen, die beispielsweise in der UMTS-Übertragungstechnik genutzt wird. Um die grundsätzliche Funktionalität des REOT auch dafür zu bestätigen, wird eine Übertragung eines HF-Trägersignals mit dem REOT in folgendem Voll-Duplex-Übertragungssystem (s. Abbildung 5.11) untersucht.

Zentral ist hier die bidirektionale optische Übertragungsstrecke, die nach der Prinzipskizze aus Abbildung 1.2 aufgebaut ist. Über einen optischen Leistungsteiler bzw. -kombinierer werden die optischen Signale für beide Übertragungsrichtungen zusammengeführt. Über einen zweiten Leistungsteiler werden diese über den einen 50%-Pfad eingekoppelt und über eine 5 m MMF zum REOT geführt. Die vom Modulator reflektierten Signale werden über den zweiten Leistungsteiler über den weiteren 50%-Pfad zum ROSA geleitet. Ein optischer Isolator verhindert die Rückkopplung in die beiden Laserdioden. Als elektrische Signalquellen für beide Signale werden zwei HF-Generatoren verwendet. Signalsenke ist jeweils ein elektrischer Spektrumanalysator.

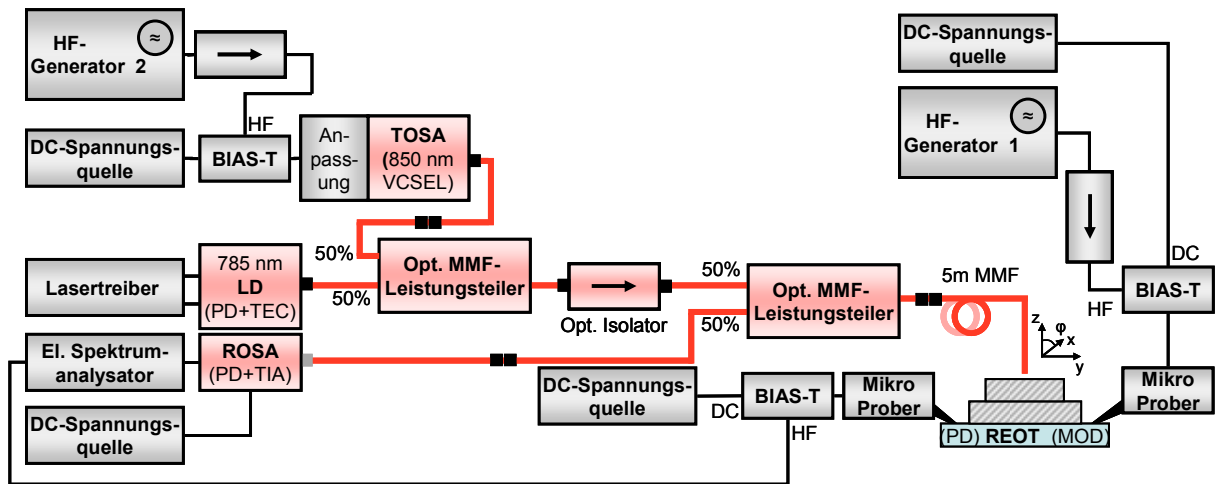


Abbildung 5.11: Messaufbau zur bidirektionalen Übertragung von HF-Signalen mit dem REOT über eine 5m lange GOF.

Der REOT-Modulator und die VCSEL werden jeweils im optimalen Arbeitspunkt mittels HF-Generator moduliert. Die Ausgangsleistung beider HF-Generatoren 1 und 2 betragen je +10 dBm. Die zu übertragenden Frequenzen liegen bei etwa 500 MHz für den Uplink (EML mit Modulator des REOT) und etwa 501 MHz für den Downlink (DML mit PD des REOT).

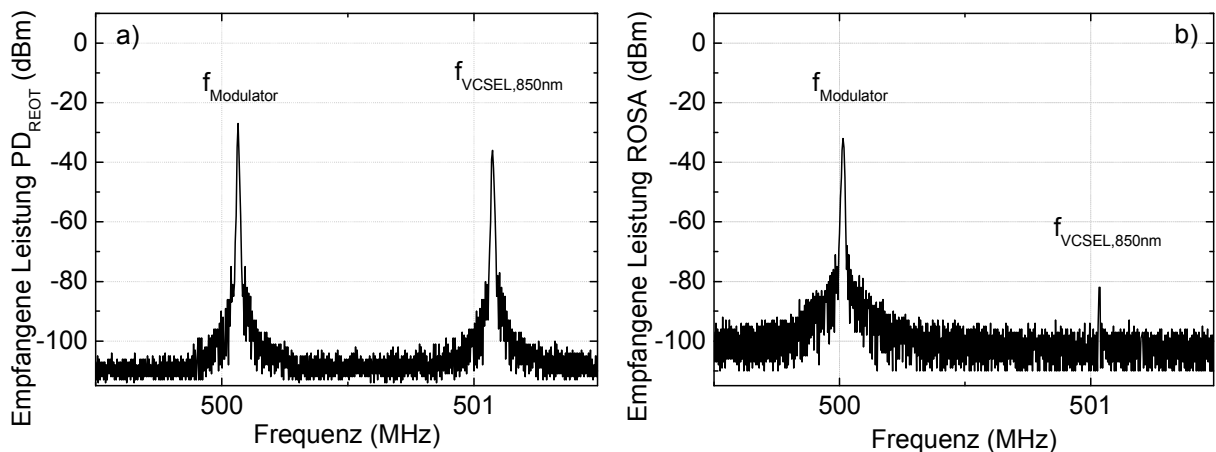


Abbildung 5.12: Spektren einer bidirektionalen Übertragung von HF-Signalen gemessen an (a) der PD des REOT und (b) dem ROSA bei gleichzeitiger Modulation des REOT-Modulators bei 500 MHz mit +10 dBm und Modulation des VCSELS mit +10 dBm bei 501 MHz mit  $\lambda_1 = 850$  nm mit den optischen Leistungen  $P_{\text{opt},\lambda_1,L3} = -0,65$  dBm und  $P_{\text{opt},\lambda_2,L3} = +2,6$  dBm

Das Spektrum des Downlinksignals (Abbildung 5.12a), das am Ausgang der PD des REOT aufgenommen wurde, zeigt beide Übertragungssignale. Die empfangene Signalleistung des Downlinksignals  $f_{VCSEL,850nm}$  liegt bei -38 dBm. Zudem zeigt das Spektrum das Modulatorsignal mit -27 dBm als Übersprechen. Wie nach den Untersuchungen zum Übersprechverhalten (Kap. 4.3.4) zu erwarten war, wird das Uplinksignal des Modulators demnach in den Empfangspfad übergekoppelt, wobei sowohl eine optische Überkopplung des modulierten und vom Modulator transmittierten optischen Signals als auch eine elektrische Überkopplung die

Ursache darstellen.

Im Spektrum des vom ROSA empfangenen Signals (Abbildung 5.12b) wird das vom Modulator modulierte und reflektierte Signal mit -32 dBm detektiert. Das in den Uplinkkanal übergekoppelte Signal des Downlinks bei  $f_{VCSEL,850nm}$  wird am ROSA mit einer geringen Leistung von -82 dBm empfangen. Die Ursache dieser Überkopplung liegt vor allem in der Reflexion des Downlinksignals zur ROSA. Diese ergibt sich zum einen durch die Grundreflexion des REOTs, der das Downlinksignal direkt an der Oberfläche reflektiert. Zum anderen reflektieren die Leistungsteiler und alle Faser-Faser-Kopplungen das vom TOSA generierte optische Signal.

Eine Analyse der optischen Leistungen im System zeigt, dass die mittlere optische Ausgangsleistung der Faserspitze am REOT bei  $P_{opt,\lambda1,L3} = -0,65$  dBm und die CW-Leistung am Eingang des REOT  $P_{opt,\lambda2,L3} = +2,6$  dBm betragen. Diese im Vergleich zu den Messsystemen zur Analyse der Einzelkomponenten des REOTs geringen Werte resultieren zum einen aus der verschachtelten Anordnung der beiden Leistungsteiler und zum anderen aufgrund der großen Anzahl an Faser-Faser-Übergängen auftretenden Koppelverluste. Dennoch konnten vergleichsweise hohe Signalleistungen von -38 dBm für den Uplink und -32 dBm für den Downlink erreicht werden. Deutliche Verbesserungen im Bezug auf die optischen Leistungen wären mit MMF-Zirkulatoren anstelle der Leistungsteiler zu erreichen. Diese waren jedoch zum Zeitpunkt der Fertigstellung dieser Arbeit nicht verfügbar.

Mit diesen Messungen im bidirektionalen optischen Übertragungssystem wurde erstmals nachgewiesen, dass mit dem REOT hochfrequente Signale mit vergleichsweise hohen Signalamplituden gleichzeitig bidirektional, d.h. im Full-Duplex-Modus übertragen werden können. Damit ist davon auszugehen, dass FDD-Übertragungen bei gleichzeitig hohen HF-Übertragungsleistungen mit standardisierten Funksignalen erreichbar sein werden. Der Einfluss des Übersprechens im Uplink ist mit einer Differenz von etwa -50 dBc zwischen Up- und Downlinksignal nur gering. Für den Downlink sollten die Frequenzen der bidirektionalen Signale jedoch so weit auseinander liegen, dass sich die Frequenzanteile beider Signale nicht überschneiden. Aufgrund des Übersprechens der Kanäle ist es allerdings sinnvoll, in der Basisstation entsprechende Filter in den elektrischen Schaltungen vorzusehen.

Die positiven Eigenschaften des Links könnten mit breitbandigen Zirkulatoren zusätzlich verbessert werden.



## 6

## **Zusammenfassung und Ausblick**

Künftige, hoch entwickelte Kommunikationssysteme sollen nicht nur zuverlässig hohe Datenraten transportieren können. Der zunehmende Bedarf an „überall und zu jeder Zeit“ verfügbaren Datenverbindungen in flexiblen Kommunikationssystemen, mit denen zudem verschiedenste Daten und Services transportiert werden sollen, kann durch eine Konvergenz von kabelgebundenen und funkbasierten Systemen gerade in Zugangsnetzen und lokalen Netzwerken befriedigt werden. Aufgrund von geringen Stück- und Installationskosten sowie hinreichend hohen Bandbreiten ist die Multimodenfaser (MMF) ein viel versprechendes Medium zur Übertragung von Funksignalen speziell in Kurzstrecken-Faser-Funk-Netzwerken, wie z.B. verteilten Antennensystemen. Damit aber leistungsfähige, günstige und passive Basisstationen entwickelt werden können, fehlen geeignete optoelektronische Komponenten.

Vor diesem Hintergrund befasst sich die vorliegende Arbeit mit der Entwicklung, Herstellung und Charakterisierung eines neuartigen Transceivers für einen Einsatz in optischen HF-Übertragungssystemen mit Multimodenfasern (MMF). Im Vordergrund steht dabei die Zielsetzung, ein günstiges, passives, zeitgleich sende- und empfangsfähiges optoelektronisches Bauelement zu entwickeln, mit dem gängige Funkstandards faseroptisch übertragen werden können.

Dazu wurde ein reflektiver elektrooptischer Transceiver (REOT) entwickelt, der aus einer vertikalen Integration eines asymmetrischen Fabry-Perot-Elektroabsorptionsmodulators (EAM) und einer Photodiode besteht. Der Modulator als Sender reflektiert wellenlängenselektiv und spannungsabhängig und ermöglicht gleichzeitig – durch dessen Transparenz für ein empfangenes optisches Signal anderer Wellenlänge – den Empfang mit der darunter platzierten Photodiode. Durch die vertikale Integration ist es möglich, das Bauteil monolithisch integriert herzustellen und ohne weitere Optiken leicht zu einer Faser zu koppeln. Neben detaillierten Beschreibungen der Bauteilidee, des Designs und der Herstellung des REOTs wurden die Teilkomponenten PD und Modulator zunächst einzeln charakterisiert. Im Anschluss wurden neue, für die optische Faser-Funk-Übertragung entwickelte Mess- und Übertragungssysteme vorgestellt, mit denen erstmalig auch eine passive und bidirektionale faseroptische HF-

Übertragung im GHz-Bereich über MMF mit viel versprechenden Ergebnissen demonstriert werden konnte. Hervorzuheben ist zudem, dass erstmalig faseroptische Übertragungen von HF- und Funksignalen verschiedener Standards über MMF erfolgreich demonstriert und das Verhalten des Bauteils im analogen faseroptischen Link detailliert analysiert wurden.

Im Einzelnen wurden im 2. Kapitel die für diese Arbeit wichtigen physikalischen und technischen Grundlagen optoelektronischer Basiskomponenten, wie Laser und Photodioden, skizziert. Die für die Funktion von EAMs wichtigen Zusammenhänge wurden detailliert beschrieben sowie Kenngrößen zur Analyse des Modulators definiert. Zudem wurden wichtige Eigenschaften der MMF-Technologie dargestellt, eine Analysemethode für analoge faseroptische Links beschrieben und die wichtigsten Grundlagen mehrträgerbasierter Modulationstechniken für bandbreitebegrenzte Systeme diskutiert.

In Kapitel 3 wurde die Entwicklung und Herstellung des REOT behandelt. Dazu wurden zunächst die Anforderungen detailliert definiert, nach denen der Aufbau beider Teilkomponenten Modulator und Photodiode optimiert werden soll, und die grundsätzliche Bauteilidee dargestellt. Mit Hilfe der Transfer-Matrix-Methode (TMM), mit der die Wellenausbreitung und Wechselwirkung in Vielschichtthalbleitern beschrieben wird, wurde in umfangreichen Berechnungen die Schichtstruktur des Modulators iterativ entwickelt. Die resultierende Schichtstruktur ist eine pin-Diode mit intrinsischem Mikro-Fabry-Perot-Resonator und p- und n-dotierten asymmetrischen Bragg-Strukturen aus AlAs/AlGaAs-Heteroschichten für eine Modulatorwellenlänge von 795 nm. Berechnungen zeigen, dass theoretisch eine mögliche Grundreflektivität von 81 %, ein Kontrast in Höhe von 2,8 dB sowie eine 3dB-Grenzfrequenz des Modulators von 600 MHz erreicht werden können.

Für die PD des REOTs wurde ebenfalls eine Heteroschichtstruktur mit pin-Dotierung entwickelt und hinsichtlich ihrer Responsivität und Grenzfrequenz optimiert.

Im letzten Teil des 3. Kapitels wurde die technologische Realisierung des REOT, in der hauptsächlich Standardverfahren der Halbleiterprozesstechnik verwendet werden, detailliert beschrieben.

Die Vorstellung der einzelnen Messeinrichtungen, mit denen die statischen und dynamischen elektrischen und elektrooptischen Eigenschaften der Bauteile des REOTs aufgenommen wurden, leitet in Kapitel 4 den experimentellen Teil dieser Arbeit ein.

Untersuchungen der Reflexionscharakteristik und der Extinktion des Modulators zeigen, dass die gewünschte Modulationswellenlänge nahezu erreicht wurde. Der Verlauf der Extinktionskurve des Modulators bestätigt im Wesentlichen die Simulationsergebnisse, wobei die Grundreflektivität des Modulators mit 52 % geringer ausfällt, jedoch der ermittelte maximale Modulationskontrast mit  $> 3$  dB die errechneten Werte sogar übertrifft. Die maximale Modulationseffizienz liegt im Arbeitspunkt von -2 V bei 0,5 dB/V. Hervorzuheben ist, dass auch im Arbeitspunkt von 0 V eine Modulationseffizienz von 0,15 dB/V erzielt werden konnte. Mit diesem Ergebnis werden dann auch erstmals Übertragungen in diesem Arbeitspunkt möglich.

Unabhängig vom Arbeitspunkt wurde für den Modulator experimentell eine 3dB-Grenzfrequenz von 1,05 GHz nachgewiesen. Im Vergleich zur errechneten Grenzfrequenz von 600 GHz wird diese hohe Grenzfrequenz auf die Erhöhung des Modulatorleitwertes im beleuchteten Zustand zurückgeführt. Zusätzlich konnte gezeigt werden, dass auch in den Bereichen der angestrebten Trägerfrequenzen von bis zu 3 GHz und darüber hinaus beträchtliche Modulationsfrequenzen bis zu 6 GHz erreicht werden können.

Die PD wurde ebenfalls im Hinblick auf die statischen und hochfrequenten Eigenschaften durch die Messungen zur Responsivität und Grenzfrequenz charakterisiert, um die Leistungsfähigkeit und die Abhängigkeiten von Parametern wie dem Arbeitspunkt und der optisch eingestrahlten Leistung für den Einsatz im faseroptischen Link zu untersuchen. Dabei wurde eine für die PD Responsivität von 0,19 A/W in einem Arbeitspunkt von -2V ermittelt. Unter Berücksichtigung, dass dieser Wert bereits die Verluste, die durch Reflexionen bei Einkopplung in den REOT und durch Absorption im Modulator entstehen, beinhaltet, ist die Responsivität der PD als hoch zu bewerten. Die gemessene 3dB-Grenzfrequenz der PD liegt bei Bias-Spannungen  $< -3$  V bei 750 MHz. Allerdings konnte gezeigt werden, dass auch hier Signale mit Trägerfrequenzen von 3 GHz und darüber hinaus mit einem SNR  $> 80$  dB bis über 6 GHz empfangbar sind. Untersuchungen zum Übersprechen zwischen dem Modulatorsignal und den PD-Signal zielen auf die Funktionalität des REOT bei zeitgleichen bidirektionalen Übertragungen. Mittels Netzwerkanalyse wurde ein Wert von -13 dB zwischen dem Modulatoreingang und dem Ausgang der PD gemessen. Für eine gute Kanaltrennung in einer Voll-Duplex-Signalübertragung sind – aufgrund dieses relativ hohen Übersprechens – die jeweiligen Kanäle mit ausreichendem Frequenzabstand zu wählen. Da dieses bei entsprechenden Funkstandards ohnehin erfolgt, wirkt sich dieser Punkt für diese Übertragungen nicht negativ aus.

Im Zentrum des 5. Kapitels steht die Untersuchung des in dieser Arbeit entwickelten faseroptischen MMF-Übertragungssystems mit dem REOT mit dem Schwerpunkt der Charakterisierung des extern modulierten Links (EML) mit REOT-Modulator. Grundlegend für die Bewertung des EML war zunächst die Analyse der optischen Leistungsverteilung, mit der sowohl die Reflexionsdämpfung zwischen Faser und REOT-Modulator sowie die für die Vergleichbarkeit der weiteren Untersuchungen wichtige optimale Faserposition bestimmt wurden. Ausgehend von Reflexionsverlusten des Modulators von etwa 3 dB belegen darüber hinaus sehr geringe Koppelverluste von insgesamt nur 0,66 dB für die Ein- und Auskopplung, dass mit dem vertikalen REOT bei optimaler Faserposition Faser-Chip-Kopplungen sehr hoher Güte realisierbar sind.

Darauf aufbauend wurde zunächst der verzerrungsfreie dynamische Bereich des EML detailliert analysiert, um die grundsätzlichen HF-Eigenschaften und optimalen Arbeitspunkte der verschiedenen Komponenten des EML für die optische Übertragung von hochfrequenten Mehrträgersignalen zu ermitteln. Für den EML wurde für den optimalen Arbeitspunkt bei -4 V ein hoher SFDR-Wert von  $76,2 \text{ dB} \cdot \text{Hz}^{2/3}$  gemessen, mit dem hohe Übertragungsgüten

auch bei höherwertigen Modulationsverfahren erreichbar sind. Es wurde gezeigt, dass mit hochwertigsten rauscharmen Komponenten im System und dem REOT-Modulator theoretisch Werte von  $104 \text{ dB.Hz}^{2/3}$  möglich sind. Erstmals überhaupt wurde für einen EML mit reflektivem optischen Modulator bei 0 V Bias-Spannung messtechnisch ein SFDR von  $51 \text{ dB.Hz}^{2/3}$  ermittelt. Ein Nachweis für die Güte des Links wird auch durch einen Vergleich mit reflektiven kantengekoppelten EAMs in SMF-basierten faseroptischen Übertragungssystemen deutlich. Hier zeigte beispielsweise der EML mit REOT-Modulator einen um  $3 \text{ dB.Hz}^{2/3}$  größeren Dynamikbereich im vergleichbaren Frequenzbereich.

Untersuchungen zur faseroptischen Übertragung verschiedener standardisierter Funksignale mit dem EML bilden den Hauptteil dieses Kapitels. Zunächst wurde die EVM für die Fasertypen GI-POF und GI-GOF für je unterschiedliche Faserlängen ermittelt. Dabei zeigte sich, dass die EVM mit der Faserlänge jeweils proportional wächst. Für die GI-POF liegt die EVM in Abhängigkeit von der Faserlänge beim zehnfachen einer GI-GOF. Als Hauptursache wurde die in der GI-POF erhöhte Faserdämpfung ermittelt. In Experimenten zum Einfluss der Trägerfrequenz auf die Übertragungsqualität konnte demonstriert werden, dass mit dem REOT-Modulator selbst bei 0 V Bias-Spannung und Trägerfrequenzen von über 5 GHz eine quasi fehlerfreie Übertragung von WiMAX-Signalen (nach IEEE802.16e) möglich ist. Für weitere gängige Funkstandards wie GSM900, DCS1800, DPRS, UMTS und WLAN 802.11b wurden über eine GOF-Länge von 25 m EVM-Messungen erfolgreich durchgeführt. Dabei wurde viel versprechend belegt, dass der EML mit REOT-Modulator als passives Bauelement auch bei 0 V Bias-Spannung die EVM-Mindestanforderungen der Standards teils deutlich übertrifft. Wie anhand der SFDR-Messungen bereits grundsätzlich ermittelt, bestätigen die EVM-Messungen einen optimalen Arbeitspunkt des Modulators bei einer Bias-Spannung von -4 V. In diesem Betriebspunkt konnte eine nahezu fehlerfreie WLAN-802.11g-Übertragung mit einer EVM von  $5,53 \%_{\text{RMS}}$  erfolgreich demonstriert werden. Auch der Downlink mit der REOT-PD übertrifft die Grenzwerte für WLAN 802.11g mit einer EVM von  $3,98 \%_{\text{RMS}}$  deutlich. Mit einem erweiterten Messsystem konnte darüber hinaus die Voll-Duplex-Fähigkeit des REOTs mit einer Übertragung von analogen Signalen erstmals aussichtsreich demonstriert werden.

Die Ergebnisse dieser Arbeit bilden die Basis für weiterführende Entwicklungen, beispielsweise im Hinblick auf Reduzierung der Bauteilkosten, das Packaging des REOTs für die Verwendung als diskretes Bauteil z.B. in TO-Gehäusen, die Entwicklung speziell auf den REOT angepasster Treiberschaltungen, oder die Nutzung der Potentiale des Bauteils in thematisch andersartigen Bereichen, wie z.B. als E-Feldsensor [A2] u.a., sowie insbesondere eine Integration des REOTs in Faser-Funk-Basisstationen.

Mit dem finalen Ziel, Übertragungen von WLAN-Signalen über die gesamte Faser-Funk-Strecke zu ermöglichen, wurde bereits in Voruntersuchungen ein Prototyp einer Faser-Funk-Basisstation für verteilte Antennensysteme auf Basis einer Low Temperature Cofired Ceramic (LTCC) zusammen mit einem REOT aufgebaut [E14]. Die LTCC-Technologie bietet großes

Potential im Hinblick auf eine dreidimensionale Integration von aktiven HF-Schaltungen und passiven Hochfrequenzbauteilen der Elektronik und Optoelektronik mit sehr kleinen Bauräumen. Abbildungen 6.1a und b zeigen ein Foto der Basisstation und das entsprechende Blockschaltbild.

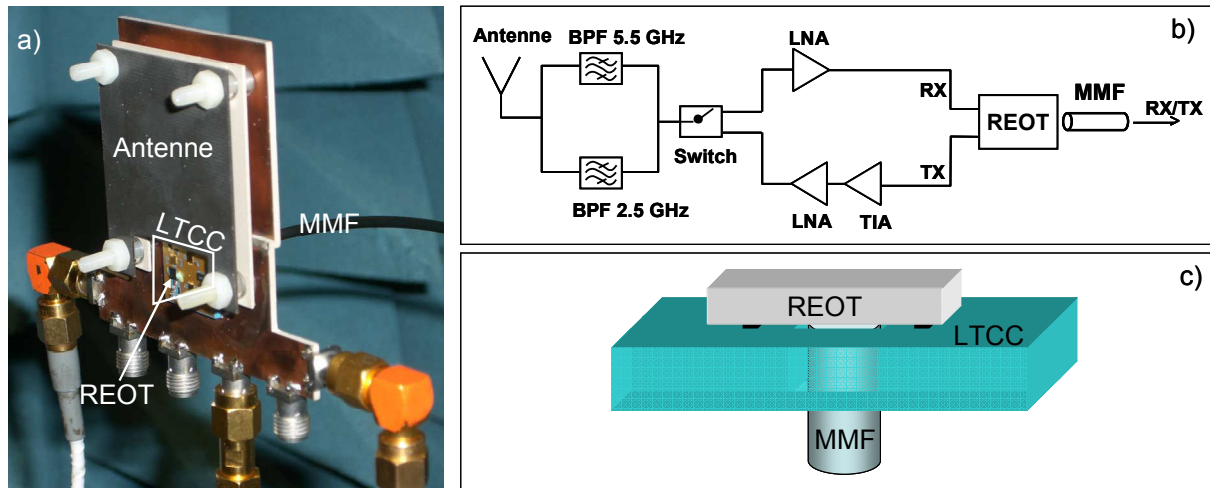


Abbildung 6.1: (a) WLAN-Basisstation mit LTCC, (b) Schaltbild des LTCC mit angeschlossenem REOT, (c) passive Faser-Chip-Kopplung über Fenster im LTCC

Neben dem LTCC-Modul, in dem die gesamte elektrische Schaltung mit Switch, Filtern und Verstärkern integriert ist, enthält der Prototyp eine Antennenstruktur sowie für Laboruntersuchungen elektrische Versorgungs- und Ansteuerleitungen.

Die Funktion sein im Folgenden kurz zusammengefasst: Ein mit der PD des REOTs empfangenes Signal wird mit einem Transimpedanzverstärker (TIA) in ein Spannungssignal gewandelt, über einen rauscharmen Verstärker (LNA) verstärkt, mit einem Bandpassfilter nach Trägerfrequenz bei 2,5 GHz oder 5,5 GHz gefiltert und über eine Breitbandantenne abgestrahlt. Gleichermäßen wird ein von der Basisstation empfangenes Funksignal gefiltert und mit einem LNA verstärkt. Mit diesem Signal wird der Modulator des REOTs moduliert und reflektiert das modulierte optische Signal zurück zu einer Basisstation. Über einen Schalter (Switch) werden hier die Sende- bzw. Empfangsrichtung zeitlich voneinander getrennt, d.h. im Halb-Duplex-Verfahren zur Antenne geschaltet. Das LTCC-Modul und der REOT sind so konzipiert, dass der REOT als optisches Interface mit der vorteilhaften Flip-Chip-Technik gebondet werden kann. Ein im LTCC vorgesehene Fenster erlaubt eine selbstjustierende Kopplung der MMF zum REOT (Abbildung 6.1c).

In [117] konnte gezeigt werden, dass dieses Modul als aktive Faser-Funk-Basisstation alle Anforderungen für die WLAN-Standards 802.11a/b/g erfüllt. Weiterführende Untersuchungen mit dem in dieser Arbeit vorgestellten REOT sind daher geplant.

Zusammenfassend kann festgestellt werden, dass das Ziel der Arbeit, einen neuartigen multifunktionalen REOT für die Faser-Funk-Übertragungstechnik zu entwickeln, in allen Punkten erreicht wurde. Erstmals wurde ein monolithisch herstellbarer und dadurch kostengünstiger, vertikal integrierter, passiver, reflektiver Transceiver für bidirektionale MMF-HF-Übertragungssysteme entwickelt und hergestellt. Sowohl die Sende- als auch Empfangseigenschaften des Transceivers wurden auf Bauteilebene detailliert charakterisiert. Die hervorragenden Bauteileigenschaften wurden in einem MMF-HF-Übertragungssystem zunächst allgemein untersucht, bevor Übertragungen diverser Funkstandards erfolgreich demonstriert wurden. Der REOT ist daher ein viel versprechendes optoelektronisches Bauteil für die optische HF-Übertragungstechnik mit Multimodenfasern. Er erlaubt eine neuartige Architektur der Faser-Funk-Systeme mit passiven Basisstationen mit einer Anbindung von nur einer Faser für eine bidirektionale Übertragung.

## Literaturverzeichnis

- [1] D. Paul, K. Greene, G. Koepf, "Undersea fiber optic cable communications system of the future: Operational, reliability, and systems considerations," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 2, no. 4, pp. 414-425, August 1984
- [2] Heise Online, „Bürgernetzvereine wollen flächendeckend 100Mbit/s mit Glasfaser,” 26.1.2009; <http://www.heise.de/newsticker/meldung/Buergernetzvereine-wollen-flaechendeckend-100-Mbit-s-mit-Glasfaser-202066.html>, Zugriff am 5. Februar 2010
- [3] L. Hutcheson, "FTTx: Current Status and the Future," *IEEE Communications Magazine*, vol. 46, no. 7, pp. 90-95, July 2008
- [4] M. Ran, Y. Ben-Ezra, B. Lembrikov, "Ultra-wideband radio-over-optical fiber: Technologies and applications," *Proc. of IEEE International Conference on Ultra-Wideband (ICUWB 2008)*, vol. 3, pp. 149-151, 10-12 September 2008
- [5] C. Schilling, N. Langhammer, B. Aznar, R. Kays, "HOMEPLANE: An architecture for a wireless home area network with management support for high quality of service," *IEEE 19th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC 2008)*, Cannes, 15-18 September 2008
- [6] J.-P. Javaudin, M. Bellec, D. Varoutas, V. Suraci, "OMEGA ICT project: Towards convergent Gigabit home networks," *IEEE 19th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC 2008)*, Cannes, 15-18 September 2008
- [7] B. Charbonnier *et al.*, "End-user future services in access, mobile and in-building networks," FP7 ICT-ALPHA project, Public Deliverable 1.1p, 11 November 2008; [www.ict-alpha.eu](http://www.ict-alpha.eu)
- [8] C.H. Cox, "Analog Optical Links – Theory and Practice," Cambridge University Press, Cambridge, ISBN 0-521-62763-1, 2004
- [9] D.G. Cunningham, I.H. White, "Does multimode fibre have a future in data-communications?," *Electronics Letters*, vol. 43, no. 2, pp. 63-65, 18 January 2007
- [10] O. Ziemann, H. Poisel, "Short Distance Optical Connections for Home Networks, Sensing and Mobile Systems," *Proc. of Conference on Optical Fiber Communication and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC 2007)*, Paper OMR3, March 2007
- [11] T. Koonen, C. Okonkwo, Y. Shi, H. van den Boom, N. Tran, E. Tangdiongga, "Recent research advancements in in-building optical networks," *Proc. of 13th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON 2011)*, pp.1-5, 26-30 June 2011
- [12] A. Flatman, "Presentation to IEEE 802.3 High-Speed Study Group," Montreal, Canada, July 1999
- [13] A. Flatman, "Presentation to IEEE 802.3 10GBE over FDDI-Grade Fiber Study Group," Orlando, USA, March 2004
- [14] International Organization for Standardization (ISO), "International Standard ISO/IEC8802-3", ANSI/IEEE STD. 802.3, 2000 Edition
- [15] N.J. Gomes, A. Das, A. Nkansah, M. Mjeku, D. Wake, "Multimode Fiber-fed Indoor Wireless Networks," *Proc. of International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP '06)*, pp. 1-4, October 2006
- [16] M.J. Crisp, S. Sabesan, R.V. Pentty, I.H. White, "Radio over Fiber Distributed Antenna Networks," *IEEE LEOS Newsletter*, vol. 23, no. 1, February 2009
- [17] D. Jäger, A. Stöhr, R. Heinzelmann, "Advanced Microwave Photonic Devices for Analog Optical Links," *Proc. of International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP '98)*, pp. 153-156, October 1998
- [18] W. Franz, „Einfluß des elektrischen Feldes auf eine optische Absorptionskante," *Zeitschrift für Naturforschung*, vol. 13a, pp. 484-489, 1958

- [19] L.V. Keldysh: *Journal of Experimental and Theoretical Physics (USSR)* 33, 1957, pp. 994–1003. translated: “Behaviour of Non-Metallic Crystals in Strong Electric Fields,” *Soviet Physics JETP*, vol. 6, pp. 763–770, 1958
- [20] K. Hagedorn, R. Gindera, A. Stöhr, D. Jäger, “Heterogeneous wireless/wireline optical access networks with the R-EAT as backend component,” *Proceedings of the SPIE*, vol. 5466, no. 1, pp. 27-33, 2004
- [21] A. Stöhr, K. Kitayama, D. Jäger, “Full-duplex fiber-optic RF subcarrier transmission using a dual-function modulator/photodetector,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 7, pp. 1338-1341, 1999
- [22] D. Wake, D. Johansson, D.G. Moodie, “Passive picocell: a new concept in wireless network infrastructure,” *Electronics Letters*, vol. 33, no. 5, pp. 404-406, 27 February 1997
- [23] C. Lethien, J.-P. Vilcot, S. McMurtry, J.-F. Lampin, D. Vignaud, P. Miska, D. Decoster, F. Molloy, “Characterisation of SiO<sub>2</sub> transferred GaAs electroabsorption modulator for 850nm radio over fibre systems based on multimode fibre,” *Electronic Letters*, vol. 40, no. 17, August 2004
- [24] M. Stach, F. Rinaldi, M. Chandran, S. Lorch, R. Michalzik, “Bidirectional Optical Interconnection at Gb/s Data Rates With Monolithically Integrated VCSEL-MSM Transceiver Chips,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 18, no. 22, pp. 2386-2388, November 2006
- [25] J.D. Ingham, R.V. Pentty, I.H. White, “Bidirectional multimode-fiber communication links using dual-purpose vertical-cavity devices,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, no. 3, pp. 1283-1294, March 2006
- [26] H. Liu, C.-C. Lin, J.S. Harris Jr., “High-speed, dual-function vertical cavity multiple quantum well modulators and photodetectors for optical interconnects,” *Optical Engineering*, vol. 40, no. 7, pp. 1186-1191, July 2001
- [27] D. Jäger, A. Stöhr, R. Heinzelmann, “Advanced microwave photonic devices for analog optical links,” *Proc. of International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP 1998)*, pp.153-156, 12-14 October 1998
- [28] S.F. Yu, “Analysis and Design of Vertical Cavity Surface Emitting Lasers,” John Wiley and Sons, ISBN 0-471-39124-7, 2003
- [29] C.P. Tsekrekos, “Mode Division Multiplex in MMF Transmission Systems,” Proefschrift, Technische Universiteit Eindhoven, NUR 959, ISBN 978-90-386-1724-4, January 2008
- [30] S. Schollmann, S. Soneff, W. Rosenkranz, “10.7 Gb/s Over 300 m GI-MMF Using a 2 x 2 MIMO System Based on Mode Group Diversity Multiplexing,” *Proc. of Conference on Optical Fiber Communication and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC 2007)*, Paper OTuL2, March 2007
- [31] N.J. Gomes, A. Nkansah, D. Wake, “Radio-Over-MMF Techniques – Part I: RF to Microwave Frequency Systems,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 26, no. 15, pp. 2388-2395, 1 August 2008
- [32] A.M.J. Koonen, L.M. Garcia, “Radio-Over-MMF Techniques – Part II: Microwave to Millimeter-Wave Systems,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 26, no. 15, pp. 2396-2408, 1 August 2008
- [33] S. L. Chuang, “Physics of Optoelectronic Devices,” John Wiley and Sons, ISBN 0-471-10939-8, 1995
- [34] E. Voges, K. Petermann, „Optische Kommunikationstechnik,” Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, ISBN 3-540-67213-3, 2002
- [35] K. Iga, “Surface emitting laser-its birth and generation of new optoelectronics field,” *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 6, pp. 1201–1215, 2000
- [36] P. Westbergh, J.S. Gustavsson, A. Haglund, H. Sunnerud, A. Larsson, “Large aperture 850 nm VCSELs operating at bit rates up to 25 Gbit/s,” *Electronics Letters*, vol. 44, no. 15, 17 July 2008
- [37] R.V. Dalal, R.J. Ram, R. Helkey, H. Roussel, R.D. Choquette, “Analog transmission using vertical-cavity lasers,” *Technical Digest of Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO)*, pp. 245-246, 1998
- [38] I. Dayoub, A. Zaouche, J.-M. Rouvaen, C. Lethien, J.-P. Vilcot, D. Decoster, “Radio-optic demonstrator for distributed antenna system indoor wireless applications using low-cost VCSELs,” *European Transactions on Telecommunications*, vol. 18, pp. 811-814, 2007
- [39] V. Sittakul, M.J. Cryan, “A Fully Bidirectional 2.4-GHz Wireless-Over-Fiber System Using Photonic Active Integrated Antennas (PhAIAs),” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 25, no. 11, November 2007



- [40] M.S. Alias, S. Shaari, P.K. Choudhury, "High-performance 850 nm vertical-cavity surface-emitting laser in Gigabit Ethernet network," *International Journal for Light and Electron Optics*, ISSN 0030-4026, 25 November 2008
- [41] F. Mederer, I. Ecker, R. Michalzik, G. Steinle, H. Riechert, B. Lunitz, J. Moisel, D. Wiedenmann, "VCSEL transmitters for 10-Gigabit Ethernet: 1.3  $\mu\text{m}$  wavelength VCSELs for metropolitan area networks and TO-packaged 850 nm wavelength VCSELs for data transmission over multimode fibers and optical backplane waveguides," *Proc. of 52nd Electronic Components and Technology Conference*, pp. 5-11, 2002
- [42] K. J. Ebeling, „Integrierte Optoelektronik – Wellenleiteroptik Photonik Halbleiter,“ 2. Auflage, Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, ISBN: 3-540-54655-3, 1992
- [43] H. Deng, "Electro-Absorption Modulator Integrated with a Vertical Cavity Surface Emitting Laser," Int. Patent WO 2007/005566 A2 (PCT/US2006/025503), published 11 January 2007
- [44] ICT EU FP7 project, "VISIT: Vertically Integrated Systems for Information Transfer," no. 224211; [www.visit.tu-berlin.de](http://www.visit.tu-berlin.de)
- [45] D. Dragoman, M. Dragoman, "Advanced Optoelectronic Devices," Springer Verlag, Berlin, Heidelberg ISBN 3-540-64846-1, 1999
- [46] H. Al-Raweshidy, S. Komaki, "Radio over Fiber Technologies for Mobile Communications Networks," Artech House, Boston, London, ISBN 1-58053-148-2, 2002
- [47] G.P. Agrawal, "Fiber-Optic Communication Systems," 3rd Edition, John Wiley & Sons, ISBN 0-471-21571-6, 2002
- [48] P. Lindorfer, „Numerische Simulation von Galliumarsenid MESFETs,“ Dissertation, Technische Universität Wien, 1991; <http://www.iue.tuwien.ac.at/phd/lindorfer/diss.html>, Zugriff am 28. November 2009
- [49] K. Kato, "Ultrawide-band/high-frequency photodetectors," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 7, pp. 1265-1281, July 1999
- [50] M. Sauer, A. Kobaykov, J. George, "Radio Over Fiber for Picocellular Network Architectures," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 25, no. 11, pp. 3301-3320, November 2007
- [51] M. Schneider, „Der TEAT: Ein neuartiges multifunktionales optoelektronisches Bauelement,“ Dissertation, Universität Duisburg-Essen, 2006, (Shaker Verlag, 2006)
- [52] S. Knigge, „Nichtlineare optische Eigenschaften von Vielschichtheterostrukturen,“ Dissertation, Gerhard-Mercator-Universität Gesamthochschule Duisburg, 1997, (VDI Verlag, Reihe 10, Nr. 482, 1997)
- [53] D. Jäger, „Einführung in die Lasertechnik,“ V. 10.06.06, Skriptum zur gleichnamigen Vorlesung, Fachgebiet Optoelektronik, Universität Duisburg-Essen, 2006
- [54] P.J. Mohr, B.N. Taylor, "CODATA Recommended Values of the Fundamental Physical Constants," *Journal of Physical and Chemical Reference Data*, vol. 28, no. 6, pp. 1713-1852, November 1999
- [55] O. Madelung (Ed.), "Semiconductors – Group IV Elements and III-V Compounds," Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, ISBN 3-540-53150-5, 1991
- [56] S. Zumkley, „Vertikale elektrooptische Modulatoren für die optische Verbindungstechnik im Gbit/s-Bereich,“ Dissertation, Gerhard-Mercator-Universität Gesamthochschule Duisburg, 1997, (VDI Verlag, Reihe 10, Nr. 502, 1997)
- [57] R.H. Bube, "Photoelectric Properties of Semiconductors," Cambridge University Press, Cambridge, ISBN 0-521-40681-1, 1992
- [58] Y. Zhang, D. Jing, F. Li, J. Zhou, X. Mei, "Wannier-Stark effect on GaAs/GaAlAs superlattices under electric field," *Chinese Journal of Semiconductors*, vol. 13, no. 5, pp. 316-321, May 1992
- [59] D.E. Aspnes, "Electric Field Effects on the Dielectric Constant of Solids," *Physical Review*, vol. 153, pp. 972-982, 1967
- [60] K. Tharmalingam, "Optical absorption in the presence on a uniform field," *Physical Review*, vol. 130, pp. 2204-2206, 1963
- [61] F. Mitschke, "Fiber Optics: Physics and Technology," Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, ISBN 3-64203-702-X, 2010

- [62] S. Adachi (Ed.), "Properties of aluminium gallium arsenide," IET Inspec, London, ISBN 0-85296-558-3, 1993
- [63] G.L. Li, P.K.L. Yu, W.S.C. Chang, K.K. Loi, C.K. Sun, S.A. Pappert, "Concise RF equivalent circuit model for electroabsorption modulators," *Electronics Letters*, vol. 36, no. 9, pp. 818-820, 27 April 2000
- [64] H.P.A. van den Boom, W. Li, P.K. van Bennekorn, I.T. Monroy, G.-D. Khoe, "High-Capacity Transmission Over Polymer Optical Fiber," *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 7, pp. 461-470, May/June 2001
- [65] D. Mazzaresse, "OM4 multimode fiber nears widespread standardization," *Lightwave*; [www.lightwaveonline.com](http://www.lightwaveonline.com), November 2009
- [66] Telecommunications Industry Association, TR42.12, "Specifications for Optical Waveguide Fibers", TIA-492 SERIES, 2000-2010
- [67] S. Redlich, „Entwicklung und Realisierung eines faseroptischen Feldsensors auf der Basis von ‚Photonic bandgap‘-Materialien," Dissertation, Universität Duisburg-Essen, 2004, (VDI Verlag, Reihe 9, Nr. 372, 2004)
- [68] A. Alping, L.A. Coldren, "Electrorefraction in GaAs and InGaAs and its application to phase modulators," *Journal of Applied Physics*, vol. 61, no. 7, pp. 2430-2433, April 1987
- [69] S. Fedderwitz, „Vertikale elektrooptische Modulatoren auf der Basis von Halbleiter-Heterostrukturen," Diplomarbeit, Universität Duisburg-Essen, 2006
- [70] B. O. Seraphin, N. Bottka, "Franz-Keldysh Effect of the Refractive Index in Semiconductors," *Physical Review*, vol. 139, no. 2A, pp. 560-565, July 1965
- [71] I. Kaminow, "Polarization in optical fibers," *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 17, no. 1, pp. 15-22, January 1981
- [72] L.D. Westbrook, D.G. Moodie, "Simultaneous bi-directional analogue fibre-optic transmission using an electroabsorption modulator," *Electronic Letters*, vol. 32, no. 19, September 1996
- [73] S. Kaneko, M. Noda, Y. Miyazaki, H. Watanabe, K. Kasahara, T. Tajime, "An Electroabsorption Modulator Module for Digital and Analog Applications," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 17, no. 4, April 1999
- [74] R.G. Walker, "High-speed III-V semiconductor intensity modulators," *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 27, no. 3, pp. 654-667, March 1991
- [75] M. Bülter, vorläufiger Titel: „Lasersteuerung durch vertikale elektrooptische Modulator-Arrays," Universität Duisburg-Essen, Dissertation in Arbeit
- [76] S. Adachi, "GaAs, AlAs, and  $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ : Material parameters for use in research and device applications," *Journal of Applied Physics*, vol. 58, R1, 1985
- [77] A.H. Chin, J.M. Bakker, and J. Kono, "Ultrafast electro-absorption at the transition between classical and quantum response," *Physical Review Letters*, vol. 85, no. 15, pp. 3293-3296, October 2000
- [78] C.H. Cox, E.I. Ackerman, G.E. Betts, J.L. Prince, "Limits on the performance of RF-over-fiber links and their impact on device design," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 2, pp. 906-920, February 2006
- [79] D. Marpaung, "High Dynamik Range Analog Optical Links – Design and Implementation," Proefschrift, University of Twente, Enschede, The Netherlands, 2009
- [80] M. Weiß, M. Huchard, A. Stöhr, B. Charbonnier, S. Fedderwitz, D. Jäger, "60GHz Photonic Millimeter-Wave Link for Short to Medium-Range Wireless Transmission up to 12.5Gb/s," *Special Issue of the IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques and Journal of Lightwave Technology*, vol. 26, no. 15, pp. 2424-2429, 2008
- [81] W.S. Chang, "RF Potonic Technology in Optical Fiber Links," Cambridge University Press, Cambridge, ISBN 0-521-80375-6, 2002
- [82] G. Betts, L. Walpita, W. Chang, R. Mathis, "On the linear dynamic range of integrated electrooptical modulators," *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 22, no. 7, pp. 1009-1011, July 1986
- [83] I.N. Bronstein, K.A. Semendjajew, G. Musiol, H. Muehlig, „Taschenbuch der Mathematik," Verlag Harry Deutsch, Frankfurt a.M., ISBN 3-817-12007-9, 2008

- [84] A. Kobayakov, J. George, M. Sauer, "Study of system dynamic range for WLAN radio signal transmission over MMF and coax cable systems," *Proc. of International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP 06)*, pp. 1-4, October 2006
- [85] E.I. Ackerman, C.H. Cox, "RF Fiber-Optic Link Performance," *IEEE Microwave Magazine*, pp. 50-58, December 2001
- [86] S.K. Ibrahim, "Study of Multilevel Modulation Formats for High Speed Digital Optical Communication Systems," Dissertation, Universität Paderborn, Germany, July 2007
- [87] S. Bottacchi, "Multi-Gigabit Transmission over Multimode Optical Fibre," John Wiley and Sons, ISBN 0-471-89175-4, 2006
- [88] F. Xiong, "Digital Modulation Techniques," Artech House, Boston, London, Telecommunications Library, ISBN 0-890-06970-0, 2000
- [89] G.A. Smillie, "Analogue and Digital Communication Techniques," Newnes, Oxford, Amsterdam, ISBN 0-340-73125-7, 1999
- [90] IEEE Std 802.11™-2007 (Revision of IEEE Std 802.11™-1997), "Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications," *IEEE Standard for Information technology – Telecommunications and information exchange between systems – Local and metropolitan area networks – Specific requirements Part 11*, IEEE, New York, 12 June 2007
- [91] U. Shanker Jha, R. Prasad, "OFDM Towards Fixed and Mobile Broadband Wireless Access," Artech House, Boston, London, ISBN 1-5805-3641-7, 2007
- [92] K. Fazel, S. Kaiser, "Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems: From OFDM and MC-CDMA to LTE and WiMAX," 2nd Edition, John Wiley and Sons, ISBN 978-0-470-99821-2, 2008
- [93] A. J. Lowery, J. Armstrong, "10 Gbit/s multimode fiber link using power-efficient orthogonal-frequency-division multiplexing," *Optics Express*, vol. 13, pp. 10003-10009, 2005
- [94] J.M. Tang, P.M. Lane, K.A. Shore, "Transmission performance of adaptively modulated optical OFDM signals in multimode fiber links," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 18, pp. 205-207, 2006
- [95] S.C.J. Lee, F. Breyer, S. Randel, M. Schuster, J. Zeng, F. Huiskens, H.P.A. van den Boom, A.M.J. Koonen, N. Hanik, "24-Gb/s transmission over 730 m of multimode fiber by direct modulation of 850-nm VCSEL using discrete multi-tone modulation," *Proc. of Conference on Optical Fiber Communication and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC 2007)*, Paper PDP6, Anaheim, USA, March 2007
- [96] S. C. J. Lee, F. Breyer, S. Randel, O. Ziemann, H. P. A. van den Boom, A. M. J. Koonen, "Low-cost and robust 1-Gbit/s plastic optical fiber link based on light-emitting diode technology," *Proc. of Conference on Optical Fiber Communication and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC 2008)*, Paper OWB3, San Diego, CA, March 2008
- [97] J. Armstrong, "OFDM for Optical Communications," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 3, pp. 189-204, 2009
- [98] C. Lethien, C. Loyez, J.-P. Vilcot, "Potentials of radio over multimode fiber systems for the in-buildings coverage of mobile and wireless LAN applications," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 17, no. 12, pp. 2793-2795, December 2005
- [99] R.A. Shafik, S. Rahman, R. Islam, "On the Extended Relationships Among EVM, BER and SNR as Performance Metrics," *Proc. of 4th International Conference on Electrical and Computer Engineering ICECE 2006*, pp. 408-411, Dhaka, Bangladesh, 19-21 December 2006
- [100] W. Macherzyński, M. Wośko, B. Paszkiewicz, B. Ściana, R. Paszkiewicz, M. Tłaczała, "Fabrication of ohmic contact based on platinum to p-type compositionally graded AlGaAs layers," *Journal of Physics: Conference Series: 2nd National Conference on Nanotechnology (NANO 2008)*, vol. 146, no. 012034, 2009
- [101] H.C. Casey Jr., D.D. Sell, K.W. Wecht, "Concentration dependence of the absorption coefficient for *n*- and *p*-type GaAs between 1.3 and 1.6 eV," *Journal of Applied Physics*, vol. 46, pp. 250-257, 1975
- [102] W. Strupinski, ITME, Polen, persönliche Information
- [103] Keithley Instruments, Inc. "Model 2400 Series Source Meter," User's Manual, 1999/2000

- [104] X. Hong, Q. Xu, W. Liang, W. Huang, X. Li, C. Qing Xu, "Crosstalk analysis in in-line transceiver," *Proc. of the SPIE, Photonics North 2007*, vol. 6796, pp. 679631, 2007
- [105] E. da Silva, "High Frequency and Microwave Engineering," Butterworth-Heinemann, Oxford, ISBN 0-7506-5646-X, 2001
- [106] S. Iezekiel (Ed.), "Microwave Photonics – Devices and Applications," John Wiley and Sons, ISBN 978-0-470-84854-8, 2009
- [107] J.P. Colinge, C.A. Colinge, "Physics of Semiconductor Devices," Kluwer Academic Publishers, New York, ISBN 1-402-07018-7, 2002
- [108] S.M. Sze, K.K. Ng, "Physics of Semiconductor Devices," 3rd Edition, John Wiley and Sons, ISBN 0-471-05661-8, 2006
- [109] M.P. Thakur, T.J. Quinlan, C. Bock, S.D. Walker, M. Toyman, S. Dudley, D.W. Smith, A. Borghesani, D. Moodie, M. Ran, Y. Ben-Ezra, "480-Mbps, Bi-Directional, Ultra-Wideband Radio-Over-Fiber Transmission Using a 1308/1564-nm Reflective Electro-Absorption Transducer and Commercially Available VCSELs," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 3, pp. 266-272, 1 February 2009
- [110] C.K. Sun, S.A. Pappert, R.B. Welstand, J.T. Zhu, P.K.L. Yu, Y.Z. Liu, J.M. Chen, "High spurious free dynamic range fiber link using a semiconductor electroabsorption modulator," *Electronic Letters*, vol. 31, pp. 902-903, 1995
- [111] C. Loyez, C. Lethien, R. Kassi, J.P. Vilcot, D. Decoster, N. Rolland, P.A. Rolland, "Subcarrier radio signal transmission over multimode fibre for 60 GHz WLAN using a phase noise cancellation technique," *Electronics Letters*, vol. 41, no. 2, pp. 91-92, 20 January 2005
- [112] Y.-D. Chung, Y.-S. Kang, J. Lim, S.-B. Kim, J. Kim, "Large enhancement of linearity in electroabsorption modulator with composite quantum-well absorption core," *IEICE Transactions on Electronics*, vol. E88-C, no. 5, pp. 967-972, May 2005
- [113] G.E. Betts, X.B. Xie, I. Shubin, W.S.C. Chang, P.K.L. Yu, "Gain Limit in Analog Links Using Electroabsorption Modulators," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 18, no. 19, pp. 2065-2067, October 2006
- [114] C. Carlsson, H. Martinsson, A. Larsson, A. Alping, "High performance microwave link using a multimode VCSEL and a high-bandwidth multimode fiber," *Proc. of International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP '01)*, pp. 81-84, 2002
- [115] M.Y.W. Chia, B. Luo, M.L. Yee, E.J.Z. Hao, "Radio over multimode fibre transmission for wireless LAN using VCSELs," *Electronics Letters*, vol. 39, no. 15, pp. 1143-1144, 24 July 2003
- [116] R.V. Penty, M.J. Crisp, I.H. White, "Radio over fibre technologies for wideband in-building wireless coverage," *Proc. of Communications and Photonics conference and Exhibition (ACP 2009)*, pp. 1-2, 2-6 November 2009
- [117] L. Pergola, "LTCC-based RF Frontends for WLAN Applications and Radio-over-Fiber Systems," Dissertation, no. 17483, ETH Zürich, 2007
- [118] M. Awad, I. Dayoub, A. Okassa, J.-M. Rouvaen, J.P. Vilcot, "RoF & Multi Services in Single-MMF LAN using Mode Group Diversity Multiplexing," *Proc. of 3rd International Conference on Information and Communication Technologies: From Theory to Applications (ICTTA 2008)*, pp.1-6, 7-11 April 2008
- [119] W. Kowalsky, "Optisch gesteuerte photonische Schalter für die digitale optische Signalverarbeitung", Habilitationsschrift, Institut für Hochfrequenztechnik, Technische Universität Braunschweig, 1988

## Eigene Veröffentlichungen

- [E1] R. Gaudino, D. Cardenas, M. Bellec, B. Charbonnier, N. Evanno, P. Guignard, S. Meyer, A. Pizzinat, I. Möllers, D. Jäger, "Perspective in next-generation home networks: Toward optical solutions?," *IEEE Communications Magazine, Optical Communications Series*, vol. 48, no. 2, pp. 39-47, February 2010
- [E2] I. Möllers, D. Jäger, "Transparent Radio-over-Multimode Fiber Transmission System with Novel Transceiver for Picocellular Infrastructures," *Proc. of the 35th European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC 2009)*, Paper P6.18, Vienna, Austria, 20-24 September 2009
- [E3] I. Möllers, D. Jäger, R. Gaudino, A. Nocivelli, H. Kragl, O. Ziemann, N. Weber, T. Koonen, C. Lezzi, A. Bluschke, S. Randel, "Plastic Optical Fiber Technology for Reliable Home Networking – Overview and

Results of the EU Project POF-ALL,” *IEEE Communications Magazine, Optical Communications Series*, vol. 47, no. 8, pp. 58-68, August 2009

- [E4] D. Sánchez Montero, C. Vázquez, I. Möllers, J. Arrúe, D. Jäger, “Self-Referencing Intensity Based Polymer Optical Fiber Sensor for Liquid Detection,” *Sensors*, vol. 95, ISSN 1424-8220, September 2009
- [E5] M.C. Parker, S.D. Walker, R. Llorente, M. Morant Pérez, M. Beltrán Ramírez, I. Möllers, D. Jäger, C. Vázquez, D.S. Montero, I. Librán, S. Mikroulis, S. Karabetsos, A. Bogris, “Radio-over-Fibre technologies arising from the Building the future Optical Network in Europe (BONE) project,” *IET Optoelectronics Journal, Special Issue on Next Generation Optical Access*, ISSN 1751-8768, December 2010
- [E6] R. Gaudino, D. Cardenas, M. Bellec, B. Charbonnier, N. Evanno, P. Guignard, S. Meyer, A. Pizzinat, I. Möllers, D. Jäger, “Future Internet in Home Area Networks: Towards Optical Solutions?,” book chapter in “Towards the Future Internet – A European Research Perspective”, G. Tselentis et al. (Eds.), dedicated to the *FIA “Future of the Internet” Conference Prague May 2009*, IOS Press, Amsterdam, Berlin, ISBN 978-1-60750-007-0, pp. 160-172, 2009
- [E7] D.S. Montero, I. Gasulla, I. Möllers, D. Jäger, J. Capmany, C. Vázquez, “Experimental analysis of temperature dependence in multimode optical fiber links for Radio-over-Fiber applications,” *Proc. of International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON 2009)*, pp. 1-4, Island of São Miguel, Portugal, June/July 2009
- [E8] I. Möllers, D. Jäger, “Bidirectional Multi-Standard RoMMF Transmission Using a Reflective Electro-Optic Transceiver,” *Proc. of the European workshop on photonic solutions for wireless, access, and in-house networks*, pp. 45-47, Duisburg, Germany, 2009
- [E9] I. Möllers, M. Bülters, D. Jäger, “Radio-over-Fiber in-Building Communication Using an Integrated Electro Optic Transceiver,” *Photonics and OptoElectronics Meetings (POEM 2008)*, Wuhan, China, 2008
- [E10] I. Möllers, M. Bülters, A. Geda, D. Jäger, “Radio-over-Fiber Communication Using a Vertically Integrated Transceiver,” *IEEE International Mini-Symposium on Electromagnetics and Network Theory and their Microwave Technology Applications (EMNT 2008)*, Munich, Germany, 8-9 October 2008
- [E11] I. Möllers, F. Wetzels, G. Rebner, T. Rähder, D. Jäger, “Polymer Optical Fiber Based Fiber-Radio System for Wireless LAN Applications,” *Proc. of 6th ISIS Workshop 2008 on FTTH, Wireless Communications and their Interaction*, Stockholm, pp. 1-2, Sweden, 2-4 June 2008
- [E12] I. Möllers, M. Bülters, R. Gindera, Y.-C. Hung, D. Jäger, “High-Speed Transceiver for Radio-over-POF Applications,” *Proc. of International Conference on Polymer Optical Fiber (ICPOF 2007)*, pp. 48-51, Turin, Italy, 2007
- [E13] R. Gindera, I. Möllers, M. Bülters, D. Kalinowski, D. Jäger, “Recent Developments in Polymer Optical Fiber (POF) Transceivers,” (Invited), *Proc. of International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON 2007)*, vol. 1, pp. 54-57, Rome, Italy, 2007
- [E14] L. Pergola, M. Bülters, R. Gindera, I. Möllers, R. Vahldieck, D. Jäger, “Dual Band LTCC-Based Wireless Transceiver with Optical Interface using Polymer Fibers,” *Proc. of IEEE/MTT-S International Microwave Symposium 2007*, pp. 59-62, Honolulu, USA, June 2007
- [E15] I. Möllers, M. Bülters, R. Gindera, Y.-C. Hung, D. Jäger, “A Novel Electroabsorption Transceiver for Short Range POF Links,” *Proc. of ePhoton/ONe+ Summer School on Advanced optical communications systems: from short range to long haul networks*, pp. 1-4, Brest, France, 2007
- [E16] M. Bülters, R. Gindera, I. Möllers, D. Jäger, “Vertical Electroabsorption Transceiver (VEAT) Consisting of Multiple Heterostructures,” *Proc. of ePIXnet Winter School 2007, Optoelectronic Integration - Technology and Applications*, p. 37, Pontresina, Switzerland, 2007
- [E17] D. Kalinowski, I. Möllers, D. Jäger, „Marktpotenzial für POF-Lösungen,” 22. *Fachgruppentreffen VDE ITG 5.4.1*, München, Germany, October 2006
- [E18] I. Möllers, M. Mazzeo, D. Kalinowski, D. Jäger, ”Plastic Optical Fibers (POF) based ‘Triple Play’ Demonstration,” *ISIS Summer School & Workshop*, Boppard am Rhein, Germany, May 2006

## Abschluss- und Projektarbeiten, Multimedia

- [A1] René Richter, David Gorski, Unmesh Ghoshdastider, „Bandbreite einer optischen Freistrahübertragung auf Basis von Leuchtdioden,” Projektarbeit, Universität Duisburg-Essen, März 2010

- [A2] Khaled Ghazouhani, „Optische Sensoren auf Basis von polymeroptischen Fasern (POF),“ Diplomarbeit (Angewandte Informatik), Universität Duisburg-Essen, Januar 2010
- [A3] Kartik Subbu, „Radio-over-Fiber Systems for Short-Range and In-Building Communication,“ DAAD RISE Stipendium, Abschlussarbeit, Universität Duisburg-Essen, Juli 2009
- [A4] Nils Graue, „Aufbau und Charakterisierung einer schnellen Punkt-zu-Punkt-Verbindung mit polymeroptischen Faser,“ Diplomarbeit (Angewandte Informatik), Universität Duisburg-Essen, Juli 2009
- [A5] Amanuel Geda, „HF-Charakterisierung von hochbitratigen vertikalen elektrooptischen Bauelementen,“ Masterarbeit, Universität Duisburg-Essen, Dezember 2008
- [A6] Ibai Zabaleta, „Characterization of high-speed optical interconnects for RoPOF in-home applications,“ Final-Year Thesis (Erasmus), Abschlussarbeit, Universität Duisburg-Essen, Juli 2008
- [A7] Ahmet Demir, „Aufbau eines faserbasierten Messplatzes zur Charakterisierung von vertikalen elektrooptischen Transceivern,“ Diplomarbeit (Angewandte Informatik), Universität Duisburg-Essen, Februar 2008
- [A8] Georgios Alchazidis, „Development of a Vertical Electroabsorption Transceiver (VEAT) for POF applications,“ Masterarbeit, Universität Duisburg-Essen, Juni 2007
- [A9] Maurice de Laat, „Characterization of Optoelectronic Converters for a Peer-to-Peer POF Link,“ Praktikum, Abschlussarbeit, Universität Duisburg-Essen, Januar 2007
- [A10] Francis Lima, „Development of a fibre-optic transmission of data and energy for a remotely controlled camera system,“ Masterarbeit, Universität Duisburg-Essen, Januar 2008
- [A11] Levin Bergmann, Daniela Stachowiak, Sebastian Erbel, Marcel Heckermann, Jan Nett, „i3L – Ein interaktives Lichtwellenleiter Lehr- und Lernsystem,“ Diplomarbeiten (Angewandte Informatik), Universität Duisburg-Essen, 2007-2009
- [A12] Marius Sharma, Dominik Woitisiak, Alexander Milkevych, „Realisierung und Demonstration einer optischen I<sup>2</sup>C-Datenübertragung,“ Projektarbeit (Angewandte Informatik), Universität Duisburg-Essen, Juli 2008
- [A13] Tim Rähder, Gabor Rebner, Florian Wetzels, „Aufbau eines Faser-Funk-Systems mit POF,“ Projektarbeit (Angewandte Informatik), Universität Duisburg-Essen, Mai 2008
- [A14] Tafie Ntemenyi Nissi, Jackson Jia Ping Kua, „Experimental Determination of I-V Characteristics of Optoelectronic Devices,“ Projektarbeit, Universität Duisburg-Essen, Februar 2007
- [A15] Massimo Mazzeo, „Multimediavernetzung im Haus auf Basis von polymeroptischen Fasern (POF),“ Projektarbeit (Angewandte Informatik), Universität Duisburg-Essen, November 2006
- [A16] Ingo Möllers, Detlef Wildenberg, Mareike Eberz, „POF at Home – One Fiber for All,“ HD-Kurzfilm (Auflösung: 1920x1080 Pixel), Länge 6:21 min, in Auflösung 320x180 Pixel als Download verfügbar unter: <http://134.91.221.107:8080/my-pof.de/Nachrichten/pof-video> (zuletzt geprüft am 10.12.2011)

### Anhang A: Materialparameter AlAs, Al<sub>x</sub>Ga<sub>1-x</sub>As [69]

Für die Berechnung von Transmission bzw. Reflexion von VSHS ist es erforderlich Näherungsformeln einzusetzen, die die optischen Materialparameter beschreiben. Diese Formeln werden benötigt, um mit Hilfe der Transfer-Matrix-Methode die Reflexionsspektren von VSHS numerisch zu ermitteln. Für die in dieser Arbeit verwendeten Materialien GaAs, AlAs und der ternären Verbindung Al<sub>x</sub>Ga<sub>1-x</sub>As werden der Brechungsindex  $n$  sowie der Absorptionskoeffizient  $\alpha$  durch Näherungsformeln nach Kowalski [119] beschrieben. Der Realteil des Brechungsindex für GaAs ist demnach durch die folgende Gleichung definiert [119]:

$$n_{GaAs} = 3,6 - 0,895 \cdot \left( \frac{\lambda}{\mu m} - 0,86 \right) + 1,291 \cdot \left( \frac{\lambda}{\mu m} - 0,86 \right)^2. \quad (A.1)$$

Für den Realteil des Brechungsindex von AlAs gilt:

$$n_{AlAs} = 2,99 - 0,467 \cdot \left( \frac{\lambda}{\mu m} - 0,86 \right) + 0,275 \cdot \left( \frac{\lambda}{\mu m} - 0,86 \right)^2. \quad (A.2)$$

Beim Absorptionskoeffizienten müssen zwei Fälle unterschieden werden. Diese sind durch jeweils eine Exponentialfunktion oberhalb sowie unterhalb der Bandkante gegeben. Für GaAs ( $\lambda_g = 870nm$  bei  $T=298K$ ) kann der Verlauf von  $\alpha$  durch die folgende Gleichung genähert werden:

$$\begin{aligned} \alpha_{GaAs} &= \exp \left( 14,74 - 5,74 \cdot \frac{\lambda}{\lambda_g} \right) & \lambda \leq \lambda_g, \\ \alpha_{GaAs} &= \exp \left( 185,4 - 176,4 \cdot \frac{\lambda}{\lambda_g} \right) & \lambda > \lambda_g. \end{aligned} \quad (A.3)$$

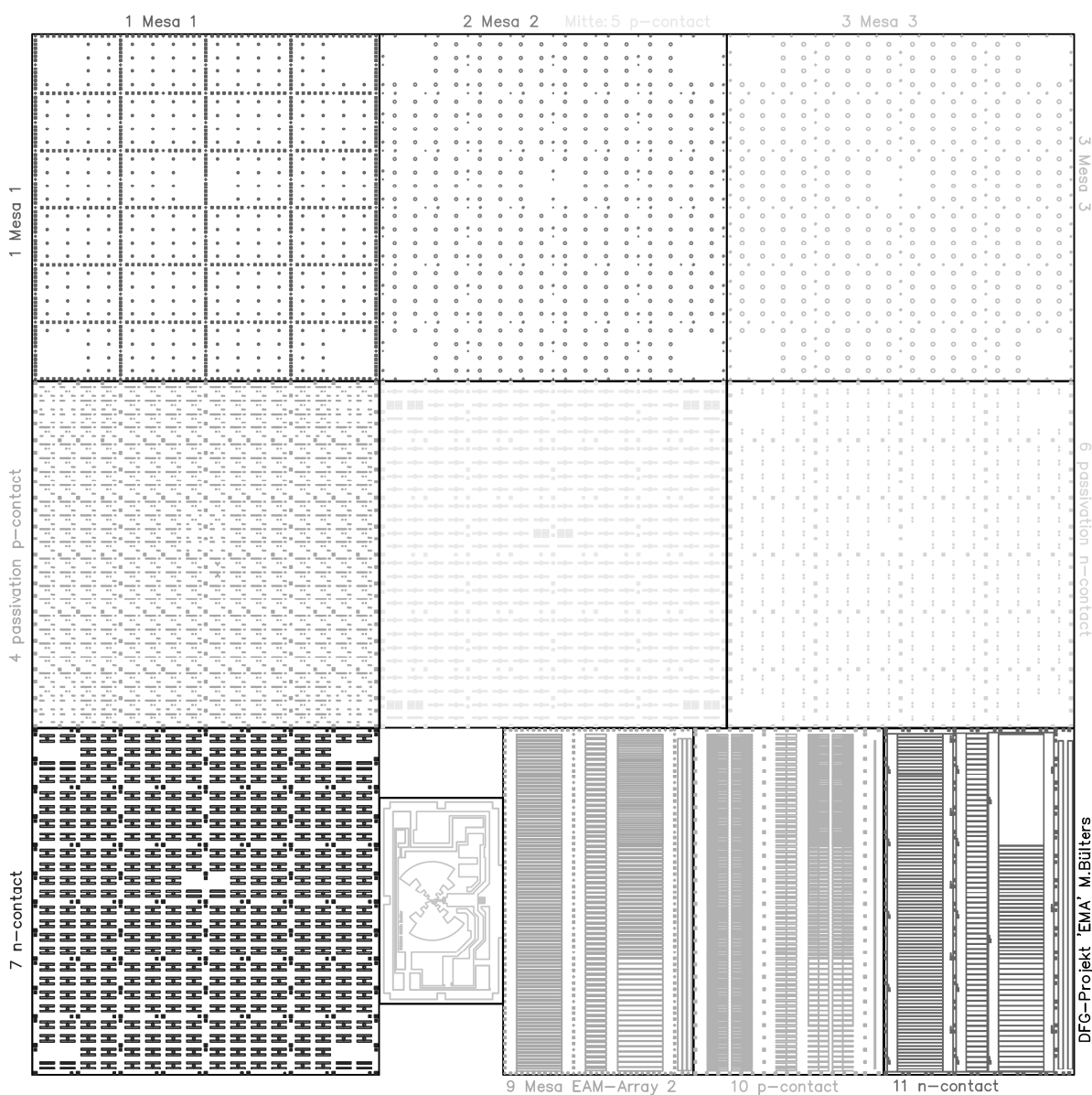
Die Bandlücke, dessen entsprechende Wellenlänge und der Realteil des Brechungsindex für Al<sub>x</sub>Ga<sub>1-x</sub>As für einen Aluminiumanteil  $x < 45\%$  gelten die folgenden Zusammenhänge:

$$\lambda_{g, Al_x Ga_{1-x} As} = \frac{c \cdot \hbar}{W_{g, Al_x Ga_{1-x} As}} = \frac{c \cdot \hbar}{1,424 + 1,247x}, \quad (A.4)$$

$$n_{Al_x Ga_{1-x} As} = (1-x) n_{GaAs}(\lambda) + x \cdot n_{AlAs}(\lambda).$$

## Anhang B: Maskendesign

Zur Herstellung von Halbleiterbauelementen werden in der Regel Lithographiemasken benötigt, mit denen die Strukturen für jeden Prozessschritt in einen Photolack auf der Oberfläche der Waferoberfläche über einen Belichtungsschritt übertragen werden können. Eine jeweils anschließende Entwicklung des Photolacks legt die in dem Prozessschritt zu bearbeitenden Bereiche der Oberfläche frei. Abbildung B-1 zeigt die gesamte Lithographiemaske, die die Strukturen und Justagemarken in den Feldern 1-7 für jeden der für den REOT nötigen sieben Lithographieschritte (vgl. Abbildung 3.12) enthält. Jeweils in der Mitte und an den vier Kan-ten der Felder sind Bereiche mit Teststrukturen vorgesehen.



I. Moellers / M. Bartoszek

OE

Uni Duisburg – Essen

Abbildung B-1: Plot der gesamten Maske mit Feldern 1-7 für alle Prozessschritte



Eine Vergrößerung eines Teilbereiches eines jeden Feldes der übereinandergelagerten Strukturen für einen REOT ist in Abbildung B-2 dargestellt. Eine Gesamtansicht zeigt die übereinandergelagerten Teilstrukturen für einen REOT.

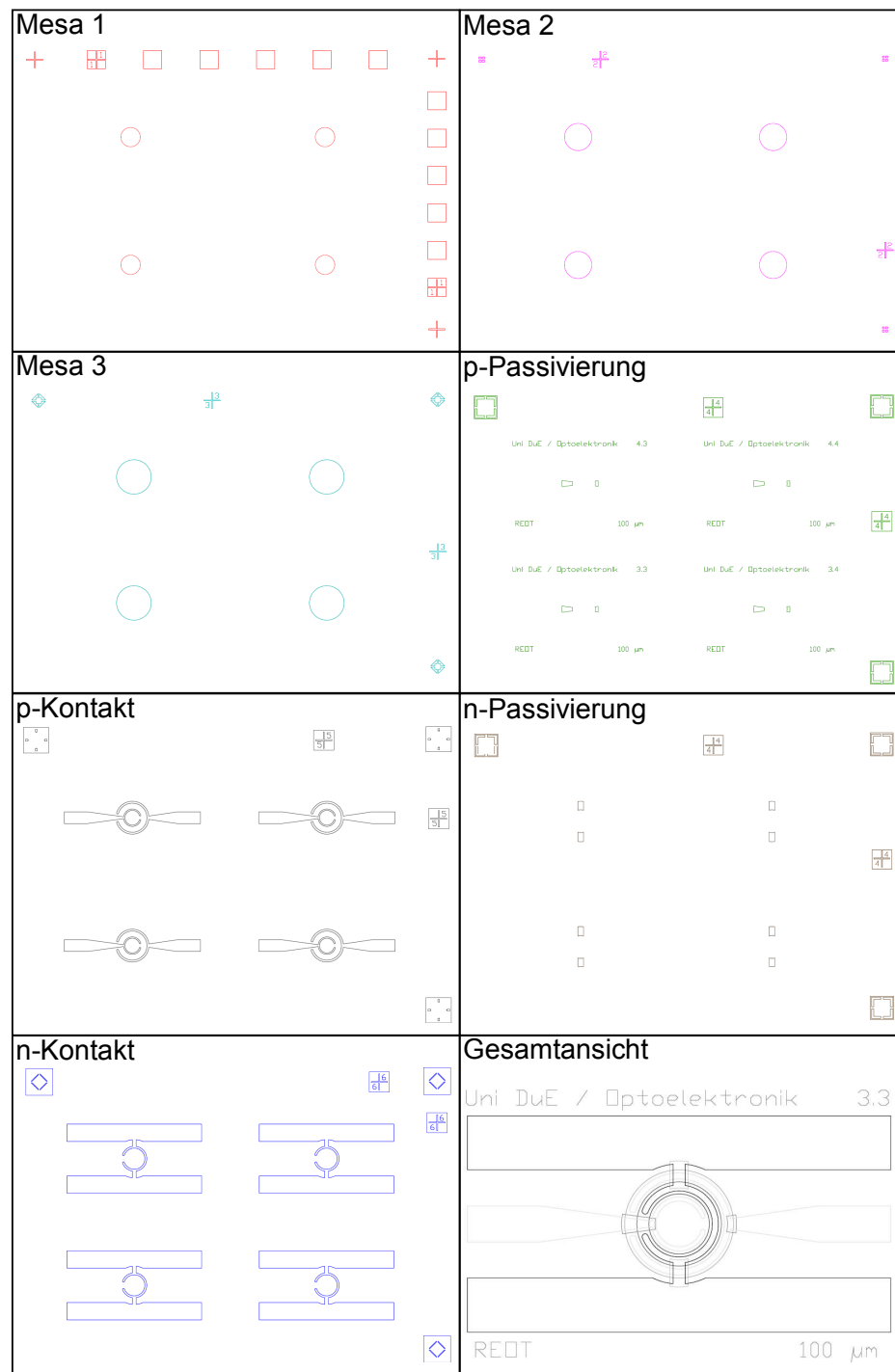


Abbildung B-2: Maskenfelder mit Justagevorrichtungen zur photolithographischen Strukturierung der Waferoberfläche, der Passivierung (die Probenbeschriftung erfolgt mit der Passivierung) und der Metallisierung der Kontakte

## Anhang C: Komponenten- und Geräteliste

### Elektrische und elektronische Geräte

<u>el. Power Splitter/Combiner:</u>	Mini-Circuits ZAPD-4-S+ 2.0 GHz - 4.2 GHz
<u>Bias-T:</u>	Anritsu A3N1006 100 kHz – 20 GHz,
<u>HF-Generator 1:</u>	Wiltron Swept Frequency Synthesizer 6769A
<u>Elektrischer Spektrumanalysator:</u>	HP 8563E, Frequenzbereich 0 - 26,5 GHz
<u>DC-Spannungs/Stromquelle:</u>	Keithley 2400 Source Meter
<u>DC-Spannungsquelle:</u>	BK Precision 9130 Triple Output DC Power Supply
<u>DC-Block:</u>	HP 11742A, 0,045 GHz – 26,5 GHz
<u>Elektrischer HF-Isolator:</u>	Aercom 2040-2 2,0 GHz – 4,0 GHz
<u>Tiefpassfilter:</u>	Mini-Circuits 15542 VLF-2600+, DC – 2,6 GHz
<u>Optisches Leistungsmessgerät:</u>	Newport 1815-C mit 818-SL Messkopf
<u>Mikroprober:</u>	Picoprobe Model 50A GSG DP/EDP
<u>Vektor Signal Generator (VSG):</u>	Agilent MXG 5182A RF-VSG (0-6 GHz)
<u>Vector Signal Analysator (VSA):</u>	Agilent MXA N9020A VSA m. Software 89601
<u>Temperatur- und LD-Kontroller:</u>	Profile LDC400/TED420, Newport Model 505
<u>LD-Mount:</u>	Thorlabs TCLDM9

### Optische und optoelektronische Geräte

<u>Oberflächenprofiler:</u>	ZYGO New View 100
<u>Optisches Spektrometer:</u>	GetSpec 3648-SPU2 596 nm - 1100 nm, Sentronic GmbH
<u>Optischer 50/50-Leistungsteiler:</u>	Thorlabs FCMM625-50A, S/N2421113
<u>Opt. Zirkulator/Isolator:</u>	Hanrui S/N: 801002, P/N: CIR85-02-2-1
<u>850 nm VCSEL:</u>	IMM Photonics/Ulm Photonics 12mW, $f_{3dB} = 2,5$ GHz,
<u>ROSA/PD:</u>	Finisar ROSA HFD6180-418, $f_{3dB} = 9,8$ GHz
<u>TOSA/VCSEL:</u>	Finisar TOSA HFE6192-562
<u>LD 785nm:</u>	Thorlabs/Hitachi 7851G

### Verwendete Fasern

MM-GI-GOF: Nexans SM 0003 MM 51 mit FC/PC-Stecker beidseitig (Core Diameter  $62,5 \pm 3 \mu\text{m}$ , Core non-circularity  $< 6 \%$ , Cladding Diameter  $125 \pm 3 \mu\text{m}$ , Attenuation Coefficient  $< 3 \text{ dB/km @ } 850 \text{ nm}$ , Minimum Modal Bandwidth  $> 500 \text{ MHz*km @ } 850 \text{ nm}$ , NA =  $0,275 \pm 0,015$ )

MM-GI-PF-POF: Chromis GigaPOF-62SR mit FC/PC Stecker beidseitig (Core Diameter  $62,5 \pm 5 \mu\text{m}$ , Core non-circularity  $< 6 \%$ , Cladding Diameter  $490 \pm 5 \mu\text{m}$ , Attenuation  $< 60 \text{ dB/km @ } 850 \text{ nm}$ , Minimum Modal Bandwidth  $> 300 \text{ MHz*km @ } 850 \text{ nm}$ , NA =  $0,19 \pm 0,015$ )

*Der Lebenslauf ist in der Online-Version aus Gründen des Datenschutzes nicht enthalten*